nº 31 / 1989

elektor eletrônica

NCZ$ 1,15

MAC: o novo sistema de transmissão de TV

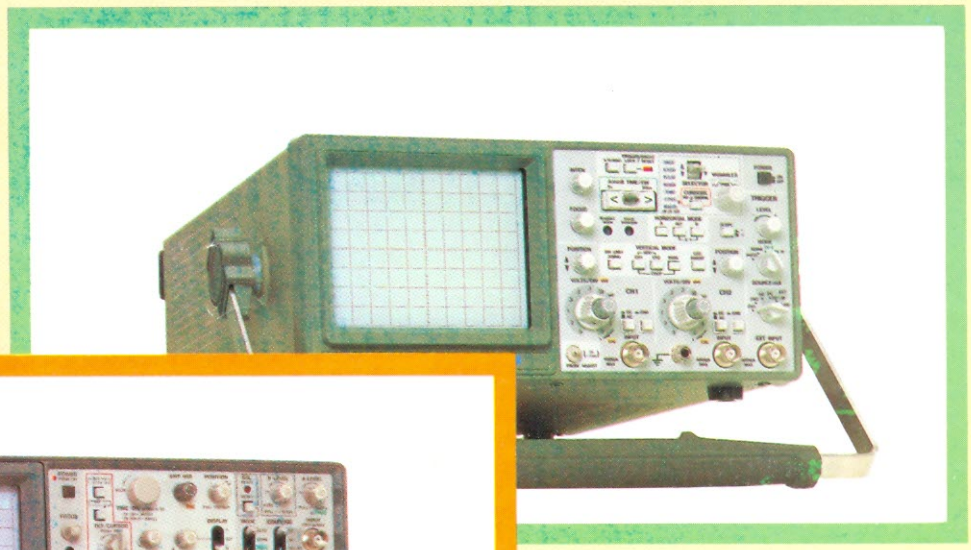
Montagem de uma unidade central de alarme

nesta edição o novo Guia de Compras Santa Ifigênia

INSTRUMENTOS

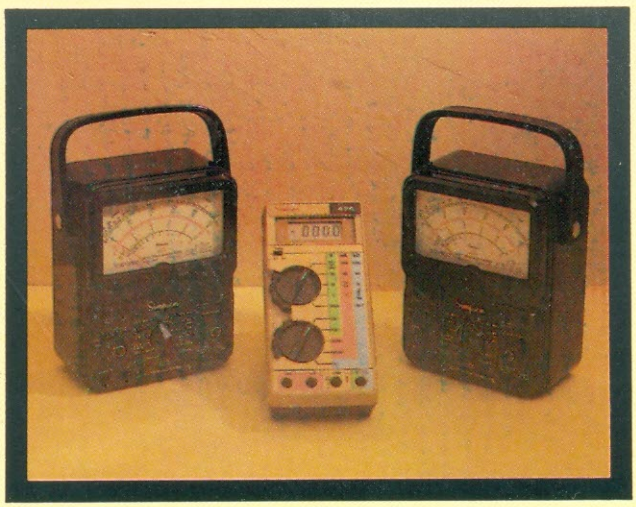
Modelo V 1060

- Frequência: 100Mhz/2 Canais, Delayed Sweep
- Sensibilidade: 2mV/Div a 5V/Div.
- Voltagem Máxima: 700Vpp
- Leitura na Tela/Trigger Automático
- Impedância de Entrada: 1Mohm
- Base de Tempo Automática
- Alimentação: 90 a 250V



Modelo V 680

- Frequência: 60Mhz/3 Canais, Delayed Sweep
- Sensibilidade: 1mV/Div a 1V/Div.
- Voltagem Máxima: 700Vpp
- Leitura na Tela/Trigger Automático
- Impedância de Entrada: 1Mohm aprox.: 23pF
- Base de Tempo Automática
- Alimentação: 100 a 240V



MULTÍMETRO DIGITAL PORTÁTIL SIMPSON
Modelo 474

- Display: 4 1/2 Dígitos Tipo LCD
- Precisão: 0,03%
- Resolução: 10mV, 01 ohm, 01nA
- Impedância: 10Mohm
- DCV: 200mV a 1000V
- ACV: 200mV a 750V
- Resistência: 20Mohm
- ACA/DCA: 2mA a 10A
- Alimentação: Bateria 9V

MULTÍMETRO ANALÓGICO PORTÁTIL SIMPSON

Modelo 260-8

- Sensibilidade: 20K ohm/Volt
- DCV: 1 a 1000V
- Sensibilidade: 5K ohm/Volt
- ACV: 2,5 a 1000V
- DCA: 50mA a 10A
- Resistência: 20Mohm
- Alimentação: Bateria

Consulte-nos Sobre Importação Direta

FILCRIL

SAO PAULO
RUA SANTA EFIGÊNIA, 480
RIO DE JANEIRO
RUA RÉPUBLICA DO LÍBANO, 7

LIGUE: (011) 220-3833 - SP • (021) 224-3399 - RIO

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas ***31***
Selektor ***51***
Teletipo ***58***
Mercado ***60***

TECNOLOGIA

O sistema MAC de televisão ***13***

Introdução ao formato de transmissão de TV que certamente substituirá os sistemas PAL e SECAM.

Luzes controladas para discoteca ***22***

É um circuito pré-programado destinado a controlar quadrados de lâmpadas segundo os mais variados padrões de movimento.

MONTAGENS

Unidade central de alarme ***35***

Este artigo mostra um circuito prático que permite que determinados avisos de alarme sejam recebidos por uma unidade centralizadora.

APLICAÇÕES PRÁTICAS

VOCODER ELEKTOR - ÚLTIMA PARTE ***42***

Este artigo traz as condições práticas necessárias para sua utilização, encerrando assim a série sobre o codificador de voz.

Nossa capa

As telecomunicações sempre promoveram a alta tecnologia. Satélites, cabos submarinos, CPAs, modems, telégrafos, válvulas, chips, teleimpressoras, multiplex, facsímile, rádio, televisão, fibras óticas — a relação parece não acabar. Pela própria natureza do negócio, a indústria de telecomunicações cultiva de longa data, a "conectividade" e padrões nacionais e internacionais comuns. Do ponto de vista tecnológico, o Brasil precisa descobrir seus próprios nichos de oportunidade e partir para sua exploração doméstica e internacional. O modêlo econômico mundial é perverso para os países que não detém tecnologia e o Brasil ainda investe muito pouco para desenvolvê-la. E há também áreas, como a microeletrônica, mesmo que não representem interesse comercial, são de grande interesse estratégico para qualquer país.

capa cedida pela Embratel Telecomunicações.

elektor

elektor eletrônica

Elektor Edição Brasileira

Ano III
Número 31
Fevereiro/89

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Rua Santa Efigênia, 184 - 2º andar
(011) 228-7464
CEP 01207 - S. Paulo - SP

Diretora executiva: Helena Orlinski
Editor: Jackson Scaevola Jr.
Arte: Carlos Alberto Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann
Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino
Comercial: EVM - Empresa de Serviços e Marketing S/C Ltda.
Rua Xavier de Toledo, 181 - 4º andar, cj. 41 e 42 - (011) 412-2625
CEP 09000 - Sto. André - S. Paulo
Assistente Administrativa: Marli Mantovani
Assinaturas: Nilza Bueno do Nascimento
Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour
Editor técnico: J. Buiting
Diretor técnico e coordenação internacional: K.K.M. Walraven
Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltda., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B.V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição: Frilla Artes Gráficas

Fotolito: Scat Fotolito

Impressão: *Bartira Gráfica e Editora S/A*

Distribuição: Fernando Chinaglia Distribuidora S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:

p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{3}
k (kilo-) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos:
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω

Capacitores:
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas:
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V:
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt". Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.

Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos na revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.

Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Uma completa introdução ao formato de transmissão de TV que deverá tornar-se o sucessor dos sistemas PAL e SECAM, ambos já tecnicamente superados

O sistema MAC de televisão

O aspecto mais curioso sobre o novo formato MAC de televisão é que todos parecem estar esperando que os outros comecem a fazer alguma coisa para colocá-lo em prática. Pesquisadores da maioria dos órgãos de telecomunicações comprovaram há tempos que esse sistema é superior, em quase todos os aspectos, aos formatos PAL, SECAM e mesmo NTSC; já estabeleceram características técnicas para ele e realizaram inúmeros testes para verificar seu desempenho nos enlaces via satélite e redes de cabos.

Se é um padrão com tantas vantagens, por quê então a demora para sua utilização? Não é nada fácil responder a essa questão, pois isto exige a análise de alguns detalhes que não estão diretamente relacionados com a parte técnica — que é nosso principal objetivo neste artigo.

Para começar, é preciso considerar a própria evolução do sistema MAC (veja a figura 1). Daí vê-se que não há um padrão MAC único, mas uma série de versões derivadas do MAC-A original — que, como o PAL-I, nunca passou da fase de testes de laboratório. O formato PAL-E, que tinha o IBA como principal protagonista, foi preterito pelo Painel Consultor Governamental em favor do MAC-D2, há cinco anos. O MAC-B era defendido principalmente pela Plessey, para utilização em enlaces por microondas, mas mostrou-se inviável para TV via satélite. Quanto ao MAC-C, exibe nada menos que três subtipos, desenvolvidos e apoiados por diferentes órgãos e operadores de satélites, os quais trabalham, naturalmente, para que seu sistema específico conquiste a aceitação geral.

É muito improvável, porém, que um formato MAC único seja aprovado em breve, levando em conta que cada versão tem seus méritos para uma determinada aplicação, como veremos adiante. Dos três subtipos do MAC-C, a versão MAC-D, otimizada para redes de cabos empregando uma faixa de 10,5 MHz e AM tipo VSB, pode ser eliminada desde já da competição dos que pretendem dominar o éter. E embora haja alegações de que os sistemas MAC-C e MAC-EC são adequados para os futuros formatos HDTV e DATV (este derivado do primeiro e apoiado pela BBC), existem outras considerações importantes sobre este assunto, que serão abordadas oportunamente.

Esperando pelo MAC

Atualmente, a maior parte dos programas de TV via satélite é transmitida em PAL, usando FM analógica e *transponders* de baixa potência, que operam na faixa CSS (10,9/11,7 GHz). O padrão MAC-02 está sendo adotado, por enquanto, somente em transmissões experimentais do NOS, através do *transponder* ECS-1, anteriormente utilizado pela *Europa-TV*; a TV estatal sueca, por sua vez, transmite programas em uma versão do MAC-C através do satélite *Nordic=1*.

Os fabricantes de semicondutores que pretendem fornecer jogos de CIs decodificadores para o sistema MAC estão só esperando que os satélites DBS entrem em operação, enquanto *as empresas de leasing* de *transponders* têm receio de adotar um determinado formato de MAC, simplesmente porque esses CIs e os decodificadores multipadrões não estão ainda disponíveis. Parece que, até agora, apenas a ITT Semiconductors chegou a determinar as especificações de um decodificador para MAC-D2.

As dificuldades encontradas para se colocar em órbita os satélites

1

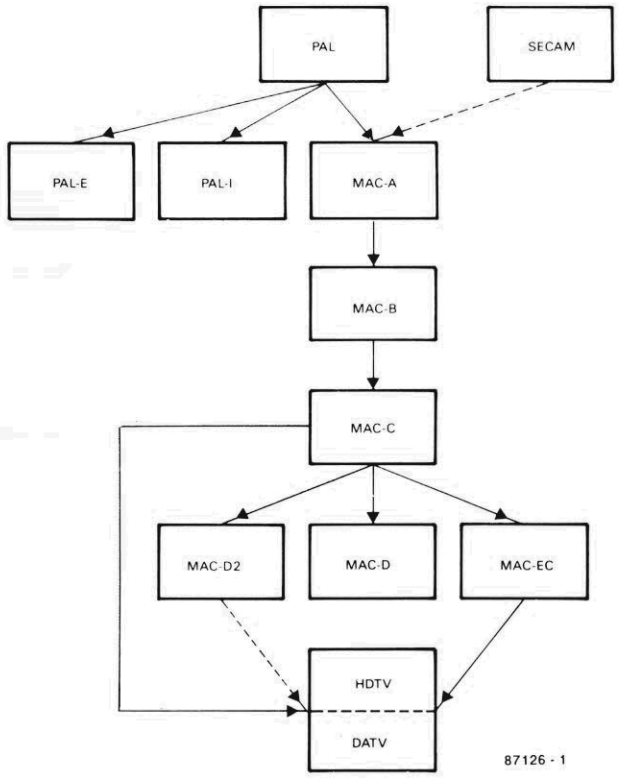
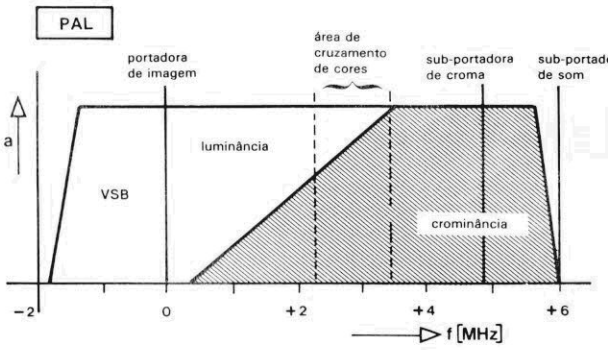
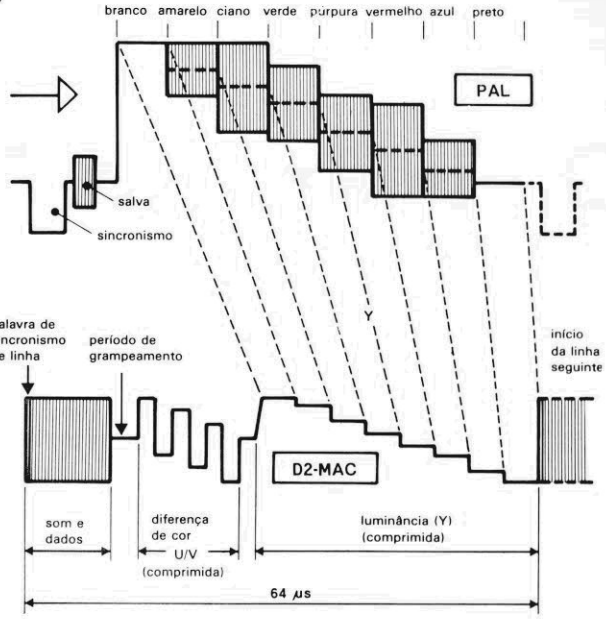


figura 1 — "Organograma" dos vários formatos de televisão europeus.

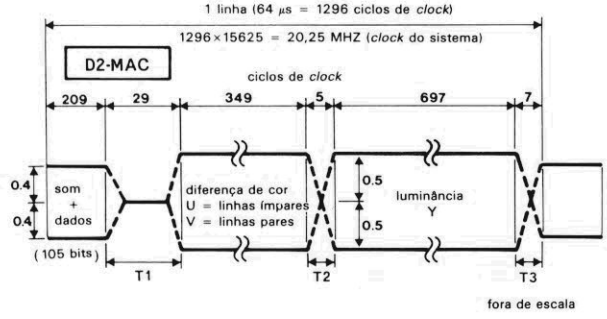
2A



B



C



Notas: PC = período de *clock*
T1 - 4 PCs para transição a partir do fim dos dados
15 PCs para grampeamento (05, V)
10 PCs para transição "pesada" para o período U/V
T2 - 5 PCs para transição "pesada" entre os períodos U/V e Y
T2 - 5 PCs para transição "pesada" entre os períodos U/V e Y
T3 - 6 PCs para transição "pesada" a partir do período Y
1 PC para transição de dados

87126-2

figura 2 — Ilustração de como o sinal MAC-D2 assume seu esquema básico de multiplexação por divisão de tempo.

3

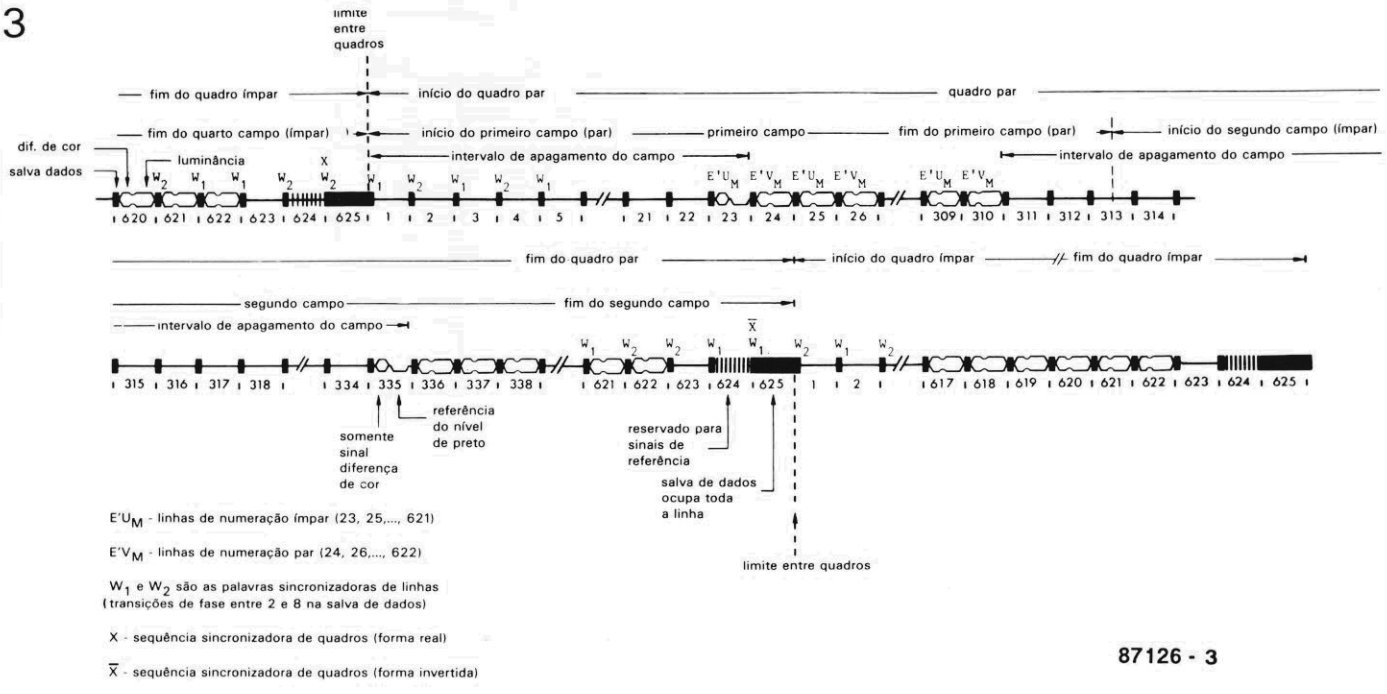
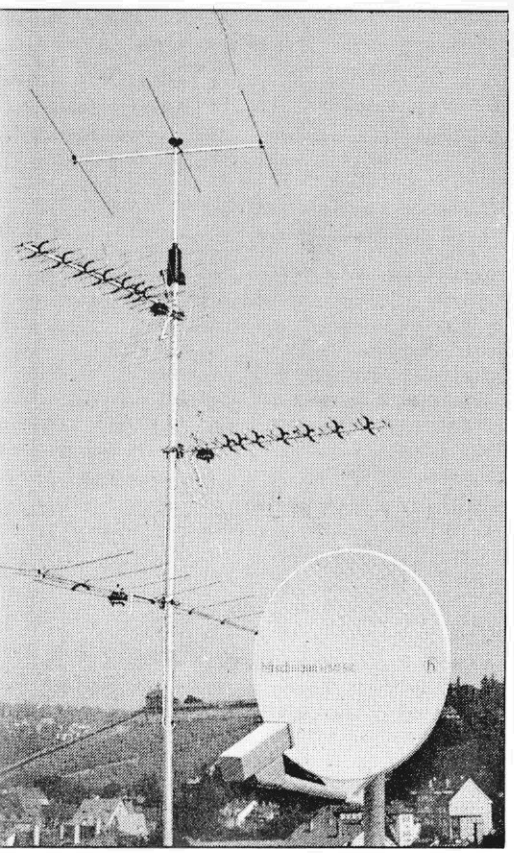


figura 3 — Análise de uma imagem gerada pelo sistema MAC. Observe a função especial das linhas 624 e 625 (cortesia da EBU).

DBS franceses, alemães, luxemburguinos e pan-europeus, e para se transmitir sinais em MAC-(E)C e/ou MAC-D2 a partir deles, resultaram, para os fabricantes de CIs, no questionável benefício de um tempo maior para entrar no mercado e lançar produtos mais competitivos — que são esperados em grande escala assim que o primeiro sinal MAC for transmitido. Até então, não teremos mais nada exceto segredos industriais, especificações preliminares e muita confusão por parte das operadoras de TV por cabo e dos telespectadores.

As desvantagens do sistema PAL

No sinal PAL padrão, os componentes de luminância e crominância estão separados no domínio da frequência (veja a figura 2a). A presença da sub-portadora de croma no espectro de transmissão dá origem a uma área de sobreposição com os componentes da luminância, acima de 2,5 MHz, aproximadamente. O efeito prático desse método pode ser observado, em qualquer televisor em cores compatível com o sistema PAL, sob a forma de invasão de cores nos detalhes mas delicados da imagem; ele é provocado pelos circuitos decodificadores do receptor, que



4

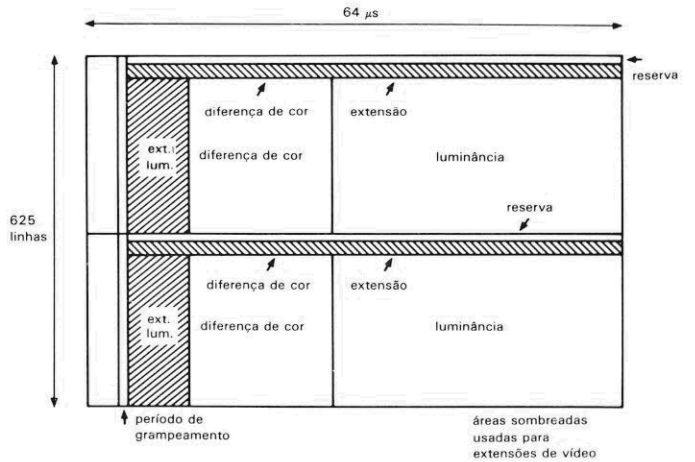


figura 4 — Quadro de uma imagem MAC-EC, onde se vê que a extensão da salva de som/dados é reduzida para se obter imagens de tela ampla, permitindo transportar um nível adicional de informação de luminância (cortesia da IBA).

TABELA 1 — Características do sistema MAC-D2/pacote

D = indicativo da versão

2 = fator de divisão da taxa de bits, em relação ao MAC-C

MAC = Multiplexed Analogue Components (componentes analógicos multiplexados)

pacote = o som digital e os dados são transmitidos como salvas compostas

DADOS SOBRE O MULTIPLEX DE TRANSMISSÃO

— Codificado em duobinário, AM/VSB e compatível com FM
— Metade da taxa de bits instantânea durante a salva de dados, em relação ao MAC-C

— Desvio recomendado (FM):	13,5 MHz/V; transição de pré-ênfase a 1,37 MHz; dispersão de energia f(d) = 1/2f(V) $\Delta f = \pm 300$ kHz
— Linhas por imagem:	625
— Linhas com salva de dados:	1 a 625
— Linhas com sinal de vídeo:	24 a 310 e 336 a 622
— Linhas com sinal Y:	luminância em cada linha
— Linhas com croma:	U nas ímpares e V nas pares
— Relação de entrelaçamento:	2:1
— Relação de aspecto:	4:3 (5,33:3)
— Relação de compressão p/ Y:	3:2
— Relação de compressão para croma:	3:1
— Frequência de clock de amostragem:	20,25 MHz
— Taxa de bits instantânea da salva de dados (PSK 2 - 4):	10,125 Mbits/s
— Amostragens por linha:	1296
— Amostragens de croma:	349
— Amostragens de luminância:	697
— Bits por salva de dados:	105 (6 bits de HSW e 99 bits de dados)
— Linha 624:	105 bits e sinais analógicos de referência
— Linha 625:	648 bits de dados — 6 p/ sincronismo horizontal — 32 para estabilização de clock — 64 para VSW — 546 para identificação do serviço

"confundem" rápidas transições de luminância (preto para branco ou vice-versa) com a informação de crominância. Ocorrem, além disso, defeitos de invasão da imagem pelo som e de "zumbido" na imagem, sempre que o receptor não esteja corretamente alinhado, ou quando o transmissor produz intermodulação, devido a uma operação não linear ou filtragem inadequada.

Na figura 2b temos a representação simplificada da estrutura temporal correspondente a uma das 625 linhas de um sinal PAL para teste de cor. A duração da linha é de 64 μs, mas desse período apenas 52 μs contém informação de imagem — no caso, oito barras coloridas. O tempo restante (12 μs) corresponde ao período de apagamento da linha, composto pelo pulso de sincronismo da mesma, pelos patamares anterior/posterior e pela salva de cor de 4,43 MHz.

A imagem pelo sistema MAC também é formada por 625 linhas, mas os componentes da luminância (Y) e da crominância (U/V) ficam separados no domínio do tempo, ou seja, são transmitidos sequencialmente no período disponível de 64 μs. A figura 2d mostra que os componentes Y e U/V analógicos são extraídos do sinal composto de entrada, comprimidos no tempo e multiplexados em conjunto com uma salva de dados — daí a origem da sigla MAC veja glossário).

O processo de compressão no tempo pode ser efetuado digitalmente ou por meios analógicos (principalmente por elementos CCD), mas os dois métodos resultam inevitavelmente em um aumento na faixa do sinal da banda base. Vamos considerar, por exemplo, o componente Y: nos sinais PAL e MAC-D2 ele tem uma duração de 52 e 34 μs, respectivamente; a taxa de compressão, portanto, é de 52:34 = 3:2 e resulta num aumento de 1,5 vez da frequência — já que temos um período menor para o mesmo número de transições de nível. Da mesma forma, o sinal de diferença de cor numa U/V, resulta compressão por um fator de 3:1.

O esquema resultante de multiplexação no tempo aparece na figura 2c. Observe que o bloco de som e dados é totalmente digital, sendo transmitido em DPSK 2-4, uma modalidade de modulação que não iremos discutir nesta ocasião. Algumas linhas da imagem MAC-D2 foram reservadas para aplicações específicas, como informam a figura 3 e as especificações da tabela 1. A organização em quadros de uma imagem MAC-EC está esquematizada na figura 4; essa versão foi especialmente desenvolvida visando os serviços DBS compatíveis com o sistema HDTV tendo sido bastante divulgada pelo IBA, em cooperação com a EBU.

Alguns pontos essenciais sobre o MAC

Foge ao objetivo desta matéria uma análise de todas as características técnicas dos sistemas MAC-C, MAC-EC e MAC-D2; os leitores que desejarem aprofundar-se no assunto deverão procurá-lo em publicações européias especializadas. Algumas explicações básicas sobre a composição do sinal, porém, irão ajudar a compreender as implicações de um formato de transmissão essencialmente digital; essas explicações valem igualmente para o MAC-D2 e o MAC-C.

Sincronização — Cada salva de dados contém uma das duas palavras de sincronização de linha (LSW — veja a fig. 3), de 6 bits, definidas da seguinte forma: W1 = 001011 e W2 = W1 = 110100. O processador de dados do decodificador MAC monitora o número de amostras em cada linha e providencia para que os circuitos corretos do receptor sejam ativados, no reconhecimento de uma LSW. O arranjo de LSWs nos limites entre quadros (pares/ímpares) também fornece informações sobre entrelaçamento.

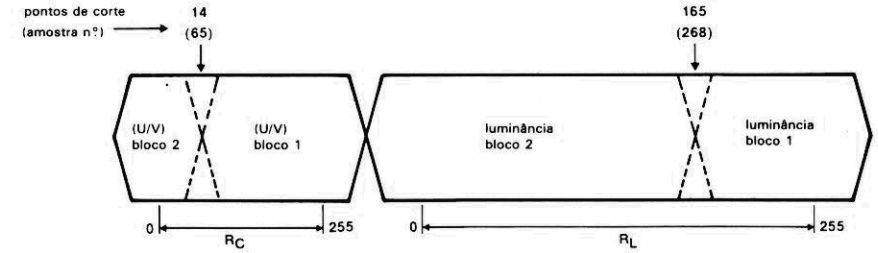
A salva de dados da linha 625 contém uma sequência de sincronismo de quadro que vem imediatamente após a LSW, definida como 55_h (quatro bytes) e logo seguida pela FSW (palavra de sincronização de linha) $65AEF3153F41C246_h$ (64 bits). Tudo isso é transmitido na forma natural, precedendo os quadro pares, e na forma invertida antes dos quadros ímpares.

Codificação — Qualquer que seja a versão, o sistema MAC desperta temores nos telespectadores quanto aos intrincados métodos de codificação de sinais que propicia. O fato de os componentes de imagem Y e U/V estarem separados no tempo, e não em frequência, possibilita a adoção de dois eficientes métodos de *scrambling*. Um deles define os chamados **pontos de corte**, através dos quais os dois componentes são cortados em dois segmentos e transpostos dentro do período relevante; para que o sinal seja restaurado à sua forma inteligível, os pontos de corte (isto é, os números de amostras relativas) devem ser identificados; só assim será possível reconstruir o esquema temporal da fig. 2c.

Abreviações e termos usados neste artigo

AM — modulação em amplitude
BBC — *British Broadcasting Corporation*
DBS — *direct broadcasting satellite* (satélite de transmissão direta)
DATV — *digitally assisted television* (televisão apoiada digitalmente)
EBU — *European Broadcasting Union* (União Européia de Rádio e Teledifusão)
CCD — *charge coupled devide* (dispositivo de acoplamento de cargas)
CD — *compact disc* (disco compacto a laser)
CSS — *communication service satellite* (satélite de serviço de comunicações)
EIRP — *effective isotropic radiated power* (potência isotrópica efetivamente irradiada)
FM — modulação em frequência
f(V) — frequência de sincronismo vertical (50 Hz, no caso europeu)
HDTV — *high-definition television* (TV de alta definição)
IBA — *Independent Broadcast Authority* (Órgão Independente de Rádio e Teledifusão)
IARU — *International Association of Radio Unions* (Associação Internacional das Uniões de Rádio)
IRT — *Institut für Rundfunktechnik* (Instituto de Rádiotransmissão)
NHK — *Nippon Hoso Kyokai*, órgão estatal japonês de rádio e teledifusão
NOS — *Nederlandse Omroep Stichting*, órgão estatal holandês de rádio e teledifusão
OP — *orbital position* (posição orbital)
PAL — *phase alternation line* (linhas por alternância de fase)
PSK — *phase sift keying* (chaveamento por defasagem)
QPSK — *quadrature phase shift keying* (chaveamento por defasagem em quadratura)
RTL — *Radio Television Luxembourg*
SECAM — *Séquentiel Couleur A Memoire* (cores sequenciais com memória)
SES — *Societé Européenne des Satellites*
S/R — relação sinal/ruído
VCR — *video cassette recorder* (gravador para videocassetes)
VLSI — *very large scale integration* (integração em altíssima escala)
U/V — componentes em quadratura do sinal de crominância: U = 0,49(B-Y) e V = 0,88(R-Y)
VSB — *vestigial side band* (banda lateral vestigial)
Y — sinal de luminância
Δf — desvio em relação à portadora de RF, em um transmissor de FM

5a



b

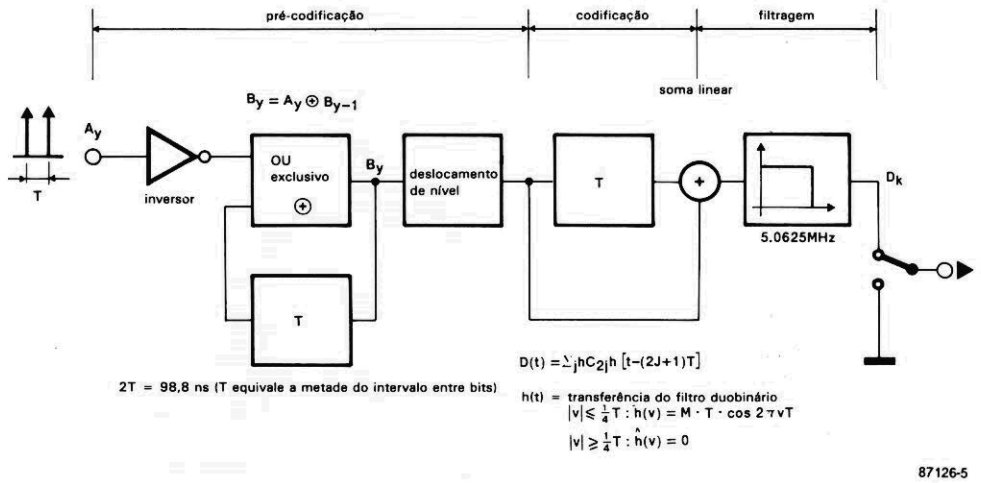


figura 5 — Dois métodos para codificar um sinal MAC: rotação de componentes duplamente cortados (a) e codificação booleana do bloco de dados (b).

6

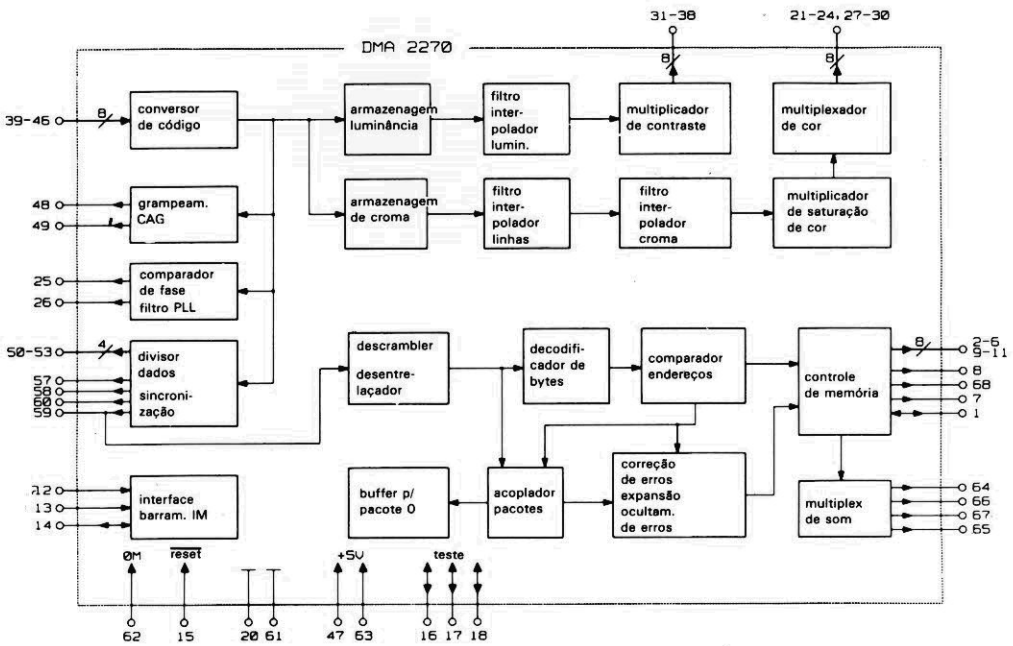


figura 6 — Diagrama de blocos do decodificador para MAC-D2 tipo DMA2270 (cortesia da ITT Semiconductors).

Os pontos de corte, dentro dos períodos R_C e R_L, estão obtidos a partir de um gerador de sequências pseudo-aleatórias de 16 bits, cuja chave de validação só é conhecida por sistemas de recepção autorizados. O método ilustrado na figura 5a foi denominado **rotação de componentes por corte duplo**, por razões óbvias (note, porém, que os pontos de corte mostrados não passam de exemplos).

O segundo método de codificação protetora disponível aos sistemas MAC envolve tornar o bloco de dados PSK ininteligível no receptor. Os bits podem ser processados segundo o processo da figura 5b: uma sequência binária pseudo aleatória é somada em módulo 2 ao som digital e ao fluxo de dados, de modo que outra chave de autorização seja necessária para o processamento correto pelo receptor. O bloco de dados permite que as operadoras de satélites implementem não só programações recebidas mediante assinatura, mas também a verificação dos assinantes, som multicanais, teletexto seletivo, endereçamento remoto para o controle automático de VCRs e registro do status dos telespectadores.

Som — Ao contrário dos sistemas tradicionais de transmissão de áudio, o formato MAC emprega um sistema totalmente digital, com vários canais. Como já foi mencionado, as sub-portadoras foram dispensadas; ao invés disso, a transmissão é chaveada em RF de um sinal FM para outro modulado em PSK 2-4, de 20,25 Mbits/s (MAC-C) ou 10,125 Mbits/s (MAC-D2). Os 99 bits de dados das linhas 1...623 são combinados em 82 **pacotes** de 751 bits e entrelaçados em intervalos de 94 bits.

O pacote, portanto, é uma combinação de som e dados, sendo composto por um cabeçalho de 23 bits, um código de 8 bits (para se distinguir entre dois tipos diferentes de sons e dados) e 720 bits de som e dados propriamente ditos. Um código tipo Golay cíclico para correção de erros (23,12) é implementado no cabeçalho, a fim de garantir o reconhecimento correto dos pacotes, quando a recepção é comprometida por alguma razão. Os formatos MAC-C e MAC-D2 aceitam 8 e 4 canais de som de alta qualidade, respectivamente (com uma relação S/R $\geqslant$ 80 dB, quando a relação P/R > 18 dB); eles poderão ser em maior número, contudo, se forem "compandidos" (comprimidos/expandidos).

Compatibilidade — Todas as versões do MAC são totalmente incompatíveis com os sistemas PAL e SECAM. Isto quer dizer que os decodificadores MAC previstos serão, em essência, interfaces para executar todas as funções discutidas e também para processar e restaurar os componentes Y e U/V comprimidos, a fim de fornecer o padrão adequado para receptores PAL/SECAM. Inevitavelmente, porém, os fabricantes de televisores sofrerão pressões para que ofereçam modelos multipadrão — ou seja, PAL/SECAM/MAC-D2/MAC-C/MAC-EC — equipados também com processadores de áudio de alta qualidade. Os primeiros passos no sentido de propor um receptor completamente digital foram dados pela ITT Semiconductors; a organização funcional de seu decodificador MAC-D2 tipo DMA2270 aparece na figura 6.

Vantagens sobre o sistema PAL — Concluindo esta parte, vamos fazer um resumo das principais vantagens do sistema MAC sobre o PAL (e possivelmente sobre o SECAM e o NTSC):

— Excelente qualidade de imagem, graças à transmissão separada dos componentes de luminância e crominância; nenhum efeito de luminância ou cores cruzadas.
— Excitação imediata do decodificador existente na saída "banda base" do detector de FM.
— Menos ruído de crominância.
— Relação S/R significativamente melhorada, considerando a mesma intensidade de sinal da entrada.
— Capacidade de transportar até 8 ou 4 canais de áudio com qualidade CD.
— Previsão para outros serviços digitais a 190 Kbits/s.
— Imediata implementação de sistemas de codificação totalmente digitais, de alta segurança, sem aumentar a faixa da banda base.
— Bastante adequado para incorporar temporização baseada em microprocessador e sistemas de controle remoto.

Sistemas MAC por cabo e satélite

A coexistência dos formatos MAC-C, MAC-D2 e MAC-EC é o resultado de pesquisas desenvolvidas nos laboratórios de várias empresas de telecomunicações. A comparação entre esses formatos pode ser focalizada em alguns temas selecionados:

Redes de cabos — O sistema MAC-C foi otimizado para transmissão via satélite, onde a largura de faixa dos canais é de 27 MHz; não é o caso com as redes de cabos existentes, que permitem apenas 8 MHz de espaçamento

TABELA 2 — Características do sistema HDTV MUSE

— Sistema:	sub-amostragem múltipla compensada em movimento; multiplexação do sinal de cor por compressão e integração de tempo
— Varredura:	1125 linhas, 60 campos/s, entrelaçamento 2:1
— Faixa da banda base:	8,1 MHz (-6 dB)
— Taxa de clock de reamostragem:	16,2 MHz
— Faixa horizontal:	Y = 20/22 MHz para as partes imóveis da imagem; 12 MHz para as partes móveis C = 7 MHz para as partes imóveis da imagem; 3,1 MHz para as partes móveis
— Sincronização:	sincronismo positivo digital
— Audio e informação adicional:	multiplexado em PCM no intervalo de apagamento vertical, utilizando DPSK de 4 estados, a 2048 kbits/s

7

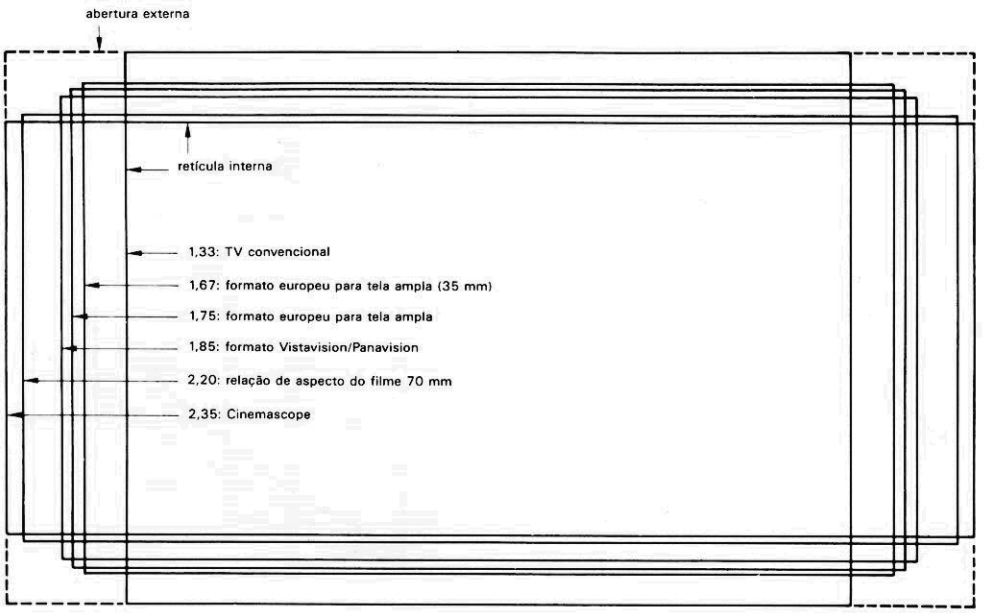


figura 7 — Relações de aspecto de imagem mais utilizadas, normalizadas para unidades de área (cortesia da EBU).

entre canais. A recepção de um sinal MAC-C padronizado resulta em uma faixa de vídeo comprimida de 8,5 MHz, aproximadamente, entremeada com salvas de dados a 20,25 Mbits/s. Mesmo remodulada para AM tipo VSB, a largura de faixa ainda fica em torno de 15 MHz, devido em grande parte à salva de som e dados.

Quando o pacote de som/dados é recodificado para a forma duobinária (ou seja, o sinal de dados assume sempre um entre três níveis), o fluxo de dados de 20,25 Mbits/s pode ser enviado dentro de uma faixa aproximada de 8,5 MHz — equivalente, portanto, à largura de faixa de imagem. Isto permite que o sinal inteiro caiba na banda disponível dos sistemas a cabo; esse formato recebeu o nome de MAC-D.

O MAC-D2 é um sinal ainda mais "estreito", que pode ser obtido a partir do MAC-D pela redução do ritmo de dados à metade, na salva de dados. Tal formato resulta em uma faixa de 5,3 MHz na banda base, aproximadamente, podendo então ser transcodificado para AM VSB, a fim de ser empregado em redes de cabos com um espaçamento de pelo menos 7 MHz. É preciso salientar, nesse caso, que a transcodificação sempre resulta em um certo comprometimento da imagem, devendo ser abandonada assim que estiverem sendo oferecidos sistemas por cabo de banda larga e receptores compatíveis com o sistema MAC.

Satélites — É óbvio que o desenvolvimento dos formatos MAC visava, originalmente, transmissões de TV de boa qualidade via satélites geoestacionários. A EBU, por exemplo, recomenda o uso do padrão MAC-C em seu futuro satélite *Olympus*, ao passo que o IBA propõe o formato MAC-EC. Quanto à BBC, deverá provavelmente adotar o MAC-D2, a exemplo do consórcio franco-germânico de satélites DBS. E a RTL talvez continue utilizando o sistema PAL, no satélite Astra da SES, até que os decodificadores MAC estejam disponíveis em abundância.

Sabendo que a BBC e o IBA deverão reservar um grande número de canais do Astra, esse satélite poderá muito bem transmitir sinais em vários formatos, logo que entrar em operação. A lagura de faixa de seus *transponders* deverá ser suficiente para transportar 16 programas ao mesmo tempo, sem o perigo de gerar interferências entre canais.

HDTV, DATV e os formatos MAC

Embora reconhecendo que seria necessário um artigo à parte para descrever as características técnicas dos vários formatos já propostos para o HDTV, é conveniente analisar a compatibilidade desse formato de tela ampla com os sistemas MAC descritos. Demonstrações bem sucedidas de imagens de alta qualidade, com uma relação de aspecto de 5,33:3 e baseadas num padrão de 1125 linhas proposto pela NHK do Japão, deram novo impulso aos pesquisadores envolvidos no desenvolvimento de novos padrões para tela ampla — em continuidade à relação de aspecto de 4:3, atualmente imposta pelas dimensões dos cinescópios tricromáticos. Algumas das relações de aspecto mais utilizadas foram reunidas na figura 7; quanto ao sistema apresentado pela NHK, foi batizado de MUSE e suas principais características técnicas estão na tabela 2.

A questão que se levanta, agora, é saber qual dos sistemas MAC parece ser o mais adequado para transportar sinais HDTV e imagens com grandes relações de aspecto, via satélite. Apesar de todos os sistemas terem sido testados nesse aspecto e terem se mostrado compatíveis até certo ponto, o formato MAC-EC parece especialmente promissor — pois seus inventores alegam ser ele capaz de reproduzir imagens com relação de aspecto e resolução comparáveis às propostas da NHK. Isto foi conseguido principalmente pelo fato do MAC-EC ter tirado o máximo

8

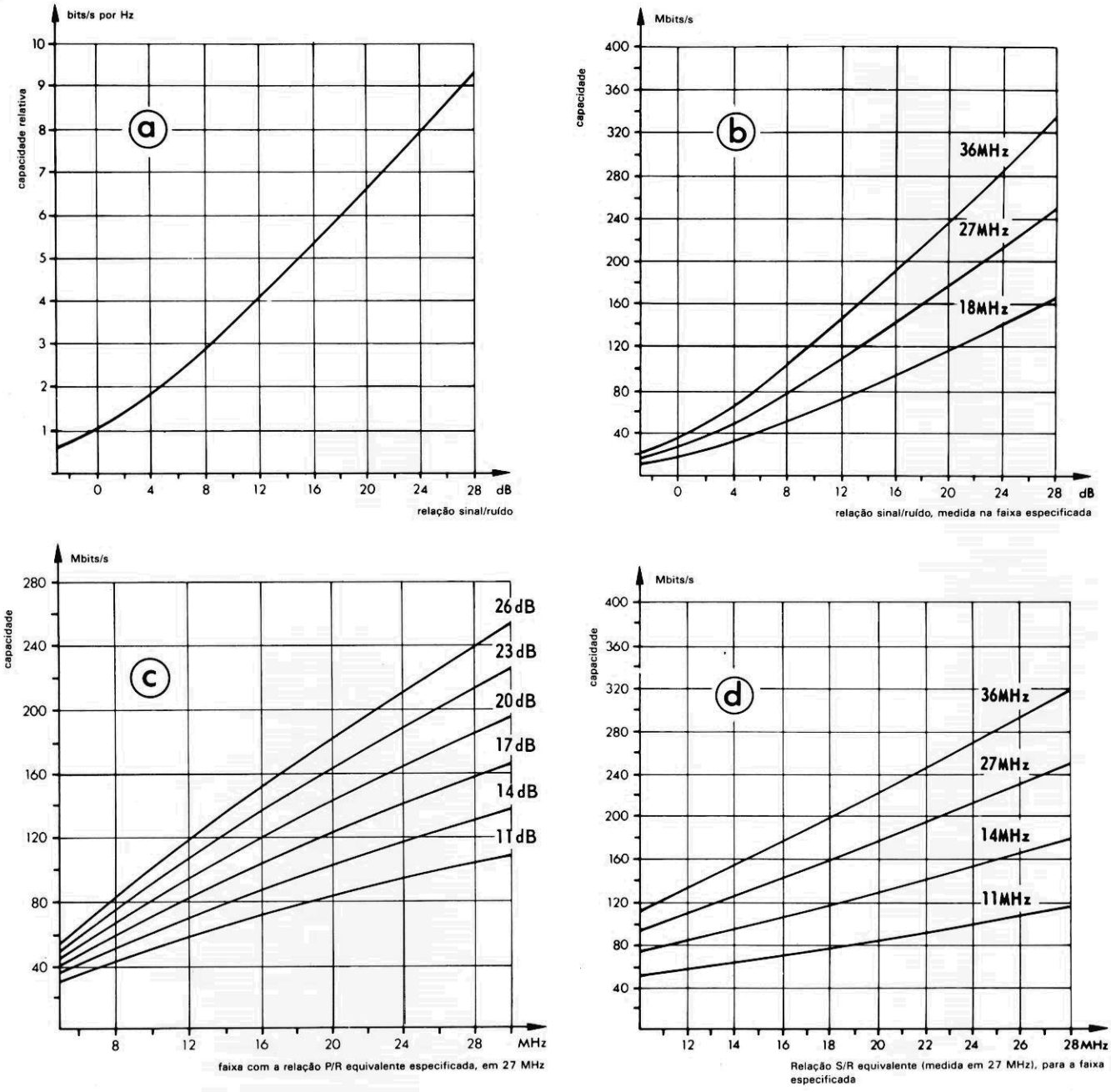


figura 8 — Capacidade teórica de canais, segundo Shannon, em função de quatro parâmetros. Note que as bandas de 27 e 36 MHz são as mais utilizadas para TV via satélite e que a relação P/R = 11 equivale aproximadamente ao limiar de FM (cortesia da EBU).

proveito do tempo disponível para o pacote de som e dados, às custas de alguns canais de áudio.

Sua taxa de amostragem é de 27 MHz, ao passo que a faixa de vídeo de seus sinais equivale a cerca de 12 MHz, tendo em mente que a imagem é composta por 625 linhas e que a frequência de amostragem sem compressão é de 22,5 MHz. As pesquisas demonstraram que a imagem 5:3 do MAC-EC podem ser transmitidas utilizando-se canais DBS convencionais, na faixa de 12 GHz. A reduzida capacidade de som e dados, em relação ao MAC-C, ainda é suficiente para transportar dois canais de áudio de alta qualidade. Assegura-se também um elevado grau de compatibilidade com os receptores MAC comuns, pois a linha 625 (reservada para a identificação de serviços) sinaliza as proporções das extensões esquerda e direita da tela.

Segundo o IBA, a qualidade das imagens MAC-EC aproxima-se da exibida pelos sistemas HDTV que utilizam em torno de mil linhas, sem que seja preciso recorrer a um padrão novo e incompatível com os demais. Isto pôde ser comprovado em 1985, numa convenção da Real

Sociedade de Televisão, realizada em Cambridge, quando o IBA aproveitou para mostrar suas novas instalações a representantes da imprensa e da indústria.

Entretanto, a transmissão via satélite de imagens HDTV reais, de 1125 linhas, apresenta alguns problemas. Isto porque o sinal não processado da banda base HDTV, proveniente do estúdio de TV, deve provavelmente exigir uma faixa com 40 MHz de largura — o que corresponde a um fluxo de dados de 600 Mbits/s, caso seja transmitido na forma digital. As considerações a seguir demonstram que isto excede a capacidade da banda utilizada de 12 GHz, já que a relação necessária de 10:1, na compressão de dados, é ainda tecnicamente impossível.

Foi definida por Shannon a máxima capacidade de um enlace de comunicações (D) com uma largura de faixa B:

$$D = B\log_2 (1+P/R) \text{ bits/s}$$

onde P/R é a relação portadora-ruído, designada em decibéis. A figura 8 mostra a capacidade de um canal em relação a vários parâmetros; embora certos pesquisadores tenham
ficado há apenas alguns decibéis do limite teórico de Shannon, isto só ocorreu com baixos fluxos de dados e um processamento substancial no receptor. Com o tipo de fluxo de dados requerido em HDTV, será difícil ou mesmo impossível atingir a metade do limite de Shannon. Podemos considerar dois exemplos práticos, para ilustrar melhor a previsível dificuldade de se transmitir sinais HDTV totalmente digitais:

B = 30 MHz e P/Ro = 94,3 dB
D = 195 Mbits/s

B = 19,18 MHz e P/Ro = 94,3 dB:
D = 125 Mbits/s

O parâmetro P/Ro é a densidade espectral de ruído, cuja unidade é dB/Hz; pode-se demonstrar que ela equivale a uma relação P/R de 20 dB em 27 MHz. Assumindo que metade das capacidades "D" poderão ser atingidas, o limite estará situado entre 60 e 90 Mbits/s, dependendo do grau máximo previsto de interferência.

Foi provado que os sinais QPSK permitem transmissões de até 34 Mbits/s, ao passo que uma expansão relativamente simples para PSK 8 poderia permitir níveis de até 51 Mbits/s. Isto pode mostrar-se adequado para HDTV, caso seja adotada uma redução de faixa de 3:1 em sistemas analógicos e uma redução de 10:1 no fluxo de bits (compressão) em sistemas totalmente digitais.

TABELA 3 — Atenuação e polarização cruzada para diferentes faixas de frequência

frequência (GHz)	12		23**		42**		85**	
porcentagem do pior mês (1%)	99	99,9	99	99,9	99	99,9	99	99,9
atenuação (dB)	1,5	4,5	4,5	13,5	11,6	35	19	57
polarização cruzada (dB)	30	20	25	15	24	13	—	—
temperatura do ar (K)		85		200		270		—

Em todo caso, a largura de faixa resultante ainda está muito além da capacidade das bandas DBS existentes, onde os canais são alocados com um espaçamento regular de 19,18 MHz e a faixa de RF dos *transponders* não deve exceder os 35 MHz, para assegurar níveis aceitáveis de interferência. Em conclusão, a HDTV totalmente digital, de 1125 linhas, não pode ser implementada por enquanto na banda DBS de 2 GHz; mas vários experimentos já estão sendo conduzidos para determinar as características de propagação e atenuação de bandas mais elevadas do serviço DBS — ou seja, 23, 42 e 85 GHz. Os resultados obtidos por dois pesquisadores de HDTV, T. Long e L. Stenger, são válidos para a média climática européia e aparecem na tabela 3.

Note que as bandas especificadas não estão disponíveis em todas as regiões IARU do planeta. Com base nesses dados, foram efetuados cálculos sobre as características dos enlaces de descida e os valores EIRP dos satélites. De acordo com as premissas feitas para a largura de faixa, diâmetro da antena receptora e fator de mérito mínimo, a potência irradiada será previsivelmente da ordem de 750 a 1500 W por canal, na faixa de 23 GHz, e entre 12 e 25 kW para os canais de 42 GHz.

Como é evidente, alguma ação reguladora terá que ser tomada por parte dos órgãos de telecomunicações, para que sejam evitadas a tempo alocações de canais muito estreitos para os serviços HDTV de 40 e 50 MHz. Infelizmente, porém, o cronograma de planejamento internacional de frequências encontra-se num ponto que deverá inviabilizar a distribuição dos canais HDTV, em 23 GHz, antes da virada do século.

A BBC inglesa propôs recentemente o conceito da DATV, cuja principal vantagem reside na redução efetiva da faixa destinada aos sinais HDTV originados em estúdios de TV. Utilizando essa técnica, torna-se possível operar procedimentos redutores de faixa a nível de estúdio e fazer com que o receptor seja instruído continuamente, via canal de dados, sobre a organização de partes específicas da imagem. A importância da DATV está no fato de permitir uma melhoria significativa na qualidade das imagens HDTV que devem ser transportadas por canais DSB relativamente estreitos — aproveitando, portanto, o espaço disponível no espectro de forma eficiente.

O sistema DATV é totalmente compatível com o MAC e pode ser utilizado para fornecer uma relação de aspecto de 16:9, com uma resolução horizontal ligeiramente superior que o MAC-C. A exemplo do sistema MUSE, pode tirar proveito dos chamados **vetores de movimento** para proporcionar uma elevada resolução especial em áreas da imagem com movimento previsível. ◀

O elemento visual desempenha um papel dominante nos ambientes de dança atuais. Sistemas de luzes controladas pelo som, estroboscópios, luzes sequenciais, raios laser e tetos iluminados unem-se para formar uma combinação alucinante de som, luz e cor. Este circuito pré-programado permite controlar quadrados de lâmpadas segundo os mais variados padrões de movimento, tornando tais ambientes ainda mais versáteis e sofisticados

Luzes controladas para discoteca

Antes de nos envolvermos totalmente com a eletrônica do sistema, convém analisar rapidamente o "palco" onde o show vai se realizar — ou seja, o jogo de luzes propriamente dito. O circuito de controle, descrito mais à frente, foi concebido para uma área (teto, piso ou mesmo paredes) previamente dividida em 25 seções, sob a forma de uma matriz de 5×5. Cada uma dessas seções contém uma lâmpada de até 100 W de potência, sendo então recoberta com algum tipo de difusor, colorido ou não.

A disposição das lâmpadas pode ser vista na figura 1; o número que identifica cada cubículo corresponde aos detalhes de conexão incluídos no esquema e na placa de circuito impresso. A seleção das lâmpadas que devem acender, a cada momento, é determinada por um "programa" escrito de antemão, que fica guardado em uma memória EPROM. Se essa memória for gravada com o programa sugerido neste artigo, será possível exibir até 22 padrões distintos de movimento na matriz de 5×5 — suficiente até mesmo para o mais exigente dos discotecários.

Esses padrões foram reunidos na tabela 1, que mostra a sequência de movimentos e os locais de memória ocupados por cada um deles (veja a tabela 3). Pode-se deduzir também, a partir dos casos propostos, que o sistema permite a programação de nomes e mensagens, que podem ser exibidos ao ritmo de uma letra por vez ou mesmo "correndo" pela matriz.

O diagrama de blocos

O circuito de controle para o jogo de luzes aparece na figura 2, sob a forma de diagrama de blocos. O programa fica armazenado em uma EPROM de 1 kbyte, do tipo 2708 (ou, opcionalmente, numa 2716, de 2 kB). Essa memória é programada de forma que a informação nas saídas Q0...Q5 (= 6 bits) controlem o acendimento das 25 lâmpadas, a cada instante. Suas linhas de endereçamento estão sendo controladas por um contador binário de 10 bits; após cada pulso produzido pelo gerador de *clock* (incluindo um pequeno retardo previamente embutido), o contador binário — e o endereço, portanto — é incrementado uma vez, fazendo com que todos os locais de memória sejam lidos em sucessão.

Os padrões, portanto, são montados (ou desmontados) à proporção de uma lâmpada por vez; devido à rapidez do processo, porém, tem-se a impressão de que estão presentes o tempo todo. Por esse motivo, o programa prevê breves pausas entre as várias etapas do padrão ou movimento, para que os observadores tenham tempo suficiente de apreciar cada uma delas. Ao final de cada sequência, a pausa é ainda maior, indicando claramente uma transição com a seguinte.

Na prática, mesmo quando uma etapa é bastante diferente da anterior, torna-se necessária uma pausa relativamente extensa entre elas, para que a mudança possa ser observada adequadamente. Por isso, o circuito inclui dois monoestáveis, um para as pausas curtas e outro para as ligeiramente mais longas (MVM1 e MVM2, respectivamente), disparados pelas saídas Q6 e Q7 da EPROM. As saídas dos monoestáveis são interligadas através de uma porta OU, de modo que qualquer um dos dois possa inibir o gerador de *clock* e, consequentemente, paralisar o programa por algum tempo. A tabela 1 fornece ainda a extensão do intervalo acrescentado entre as etapas: o número "1" (de MVM1) indica pausas breves e o "2", as pausas maiores.

Como é óbvio, a frequência do gerador de *clock* é variável, permitindo variar à vontade a rapidez com que as etapas de cada padrão se sucedem. Nas frequências mais baixas, é possível observar os padrões sendo montados, uma lâmpada por vez — o que produz, naturalmente, um efeito bem diferente do visado, que consiste em exibir cada etapa de uma só vez. Foi prevista ainda a possibilidade de percorrer o programa manualmente (ou seja, uma lâmpada por vez), para testar todo o jogo de luzes.

As lâmpadas não são ativadas ou desativadas diretamente pela memória, e sim através de um decodificador/retentor e de uma interface com a rede elétrica. Assim, a informação apresentada via saídas Q0...Q4 da EPROM é decodificada, para se determinar qual das lâmpadas deve ser "endereçada", enquanto a saída Q5 estabelece se aquela lâmpada deve ou não ser ativada. Toda vez que a EPROM

La 1	La 2	La 3	La 4	La 5
La 6	La 7	La 8	La 9	La 10
La 11	La 12	La 13	La 14	La 15
La 16	La 17	La 18	La 19	La 20
La 21	La 22	La 23	La 24	La 25

81012 - 1

figura 1 — O quadrado padronizado é composto por 25 cubículos, cada um deles contendo uma lâmpada de 100 W.

libera um endereço de lâmpada, os dados (lâmpada acesa ou apagada) são armazenados em um retentor de 25 bits.

Assim que uma etapa é completada, a saída Q6 ou Q7 da EPROM assume o nível alto, dependendo se a sequência deve prosseguir ou terminar com ela, respectivamente. Quando uma dessas saídas se encontra nesse nível, o monoestável corresponde (MVM1 ou MVM2) é disparado e o gerador de *clock*, inibido. A matriz permanece então "congelada" por um curto período de tempo (ajustável) e ao fim dele a sequência recomeça ou continua de onde parou.

Caso uma etapa seja totalmente diferente da anterior, é melhor começar do zero (o que pode proporcionar economia de espaço na memória). O retentor de 25 bits pode ser "zerado", introduzindo-se dados na maior localidade possível — o que corresponde, na prática, a liberar um byte 3F da EPROM. Quando essa informação é apresentada ao decodificador, a linha de *reset* principal (MR) passa para o nível alto, todos os dados presentes no retentor são apagados e todas as lâmpadas são desativadas. Na tabela 2 pode-se observar parte do programa que representa esse procedimento.

No que se refere à interface com a rede, é composta por 25 estágios de controle com triacs, com a função de ativar e desativar as luzes da matriz. Por medida de economia, não foram incluídos fotoacopladores no sistema; em outras palavras, o circuito fica diretamente ligado à rede e convém observar bem onde pomos as mãos. Para evitar interferência por parte da rede, os triacs são disparados somente quando a tensão CA passa pelos pontos nulos de sua curva; isto ficou a cargo do detector de passagem pelo zero.

O único bloco do diagrama ainda não mencionado é o da fonte de alimentação. Ela produz três tensões separadas: +5, -5 e +12 V; as duas últimas destinam-se à memória EPROM, ao passo que os +5 V alimentam o restante do circuito.

Passando ao circuito

O esquema completo das luzes controladas está na figura 3. A memória EPROM aparece logo à direita; uma das vantagens de se utilizar esse tipo de memória é que a informação não se perde quando a fonte deixa de alimentar o sistema (como nas RAMs). Além disso, o programa pode ser modificado a qualquer momento, ao contrário do que acontece com as ROMs e PROMs. Veremos mais adiante o programa que deve ser gravado na EPROM para gerar as sequências da figura 1.

Voltando ao esquema, IC2 é o contador binário de 10 bits que endereça a EPROM. Ele, por sua vez, é acionado por um oscilador de *clock* formado pela porta N2; a cada pulso de *clock*, o contador é incrementado de um passo, fazendo com que o conteúdo da memória seja lido sequencialmente. A velocidade com que cada "instrução" do programa é executada pode ser ajustada entre 2 Hz e 400 Hz por meio do potenciômetro P1. Também é possível rodar esse programa manualmente, ao ritmo de uma instrução por vez, acionando repetidamente a chave S1 — desde, é claro, que a chave S2 se encontre na posição "passo a passo".

Os dados que aparecem nas saídas Q0...Q5 da EPROM são decodificados por IC3a e IC6...IC9. Estes últimos contêm, cada um, oito retentores endereçáveis; ao endereçá-los através das entradas A0...A2, o valor de Q5 ("0" ou "1") aplicado à entrada de dados (D) naquele momento será armazenado no retentor visado (desde que a entrada de habilitação — $\overline{E}$ — esteja no nível baixo). Isto significa que os dados só podem ser armazenados em um retentor por endereço. O "conteúdo" desses retentores aparece em suas saídas Q0...Q7.

Como se vê no esquema, as saídas Q0...Q2 da memória controlam as entradas A0...A2 de cada um dos CIs retentores. Já as saídas Q3 e Q4 foram ligadas a um decodificador de 2 para 4 linhas (IC3a), a fim de determinar qual dos quatro retentores deve ser habilitado, a cada momento. Caso seja a vez de IC8, por exemplo, a saída Q3 da EPROM assume o nível baixo e Q4, o nível alto; com isto, a saída $\overline{Q2}$ de IC3a também fica em nível baixo, assim como a entrada habilitadora ($\overline{E}$) de IC8. Os dados então presentes na entrada D desse integrado (correspondente à saída Q5 da EPROM) são finalmente armazenados em algum de seus retentores internos — mais especificamente, no que estiver sendo endereçado pelas saídas Q0...Q4 da memória. Os valores

2

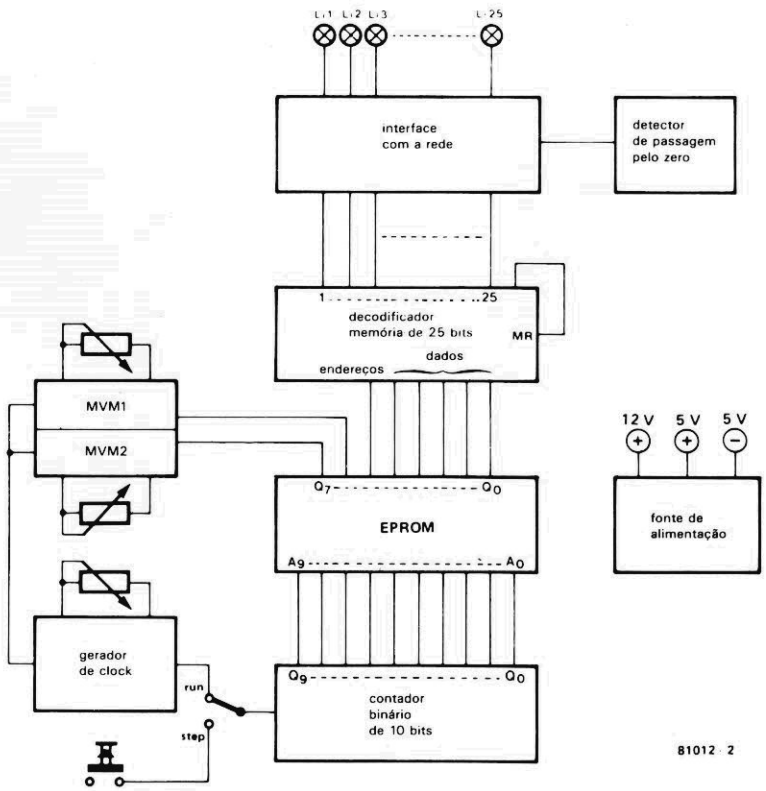


figura 2 — Diagrama de blocos da unidade controladora para as luzes de discoteca.

TABELA 1

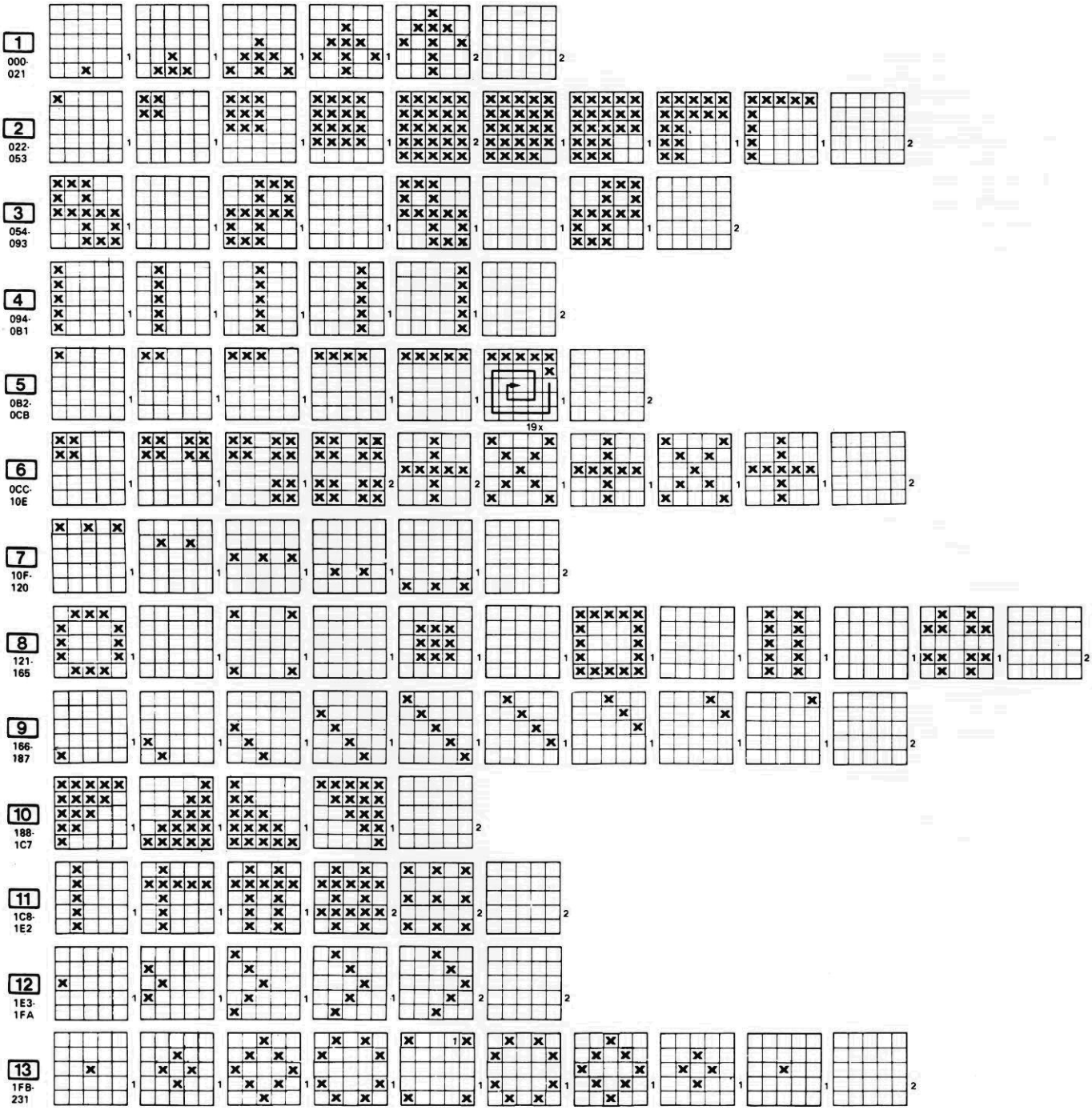
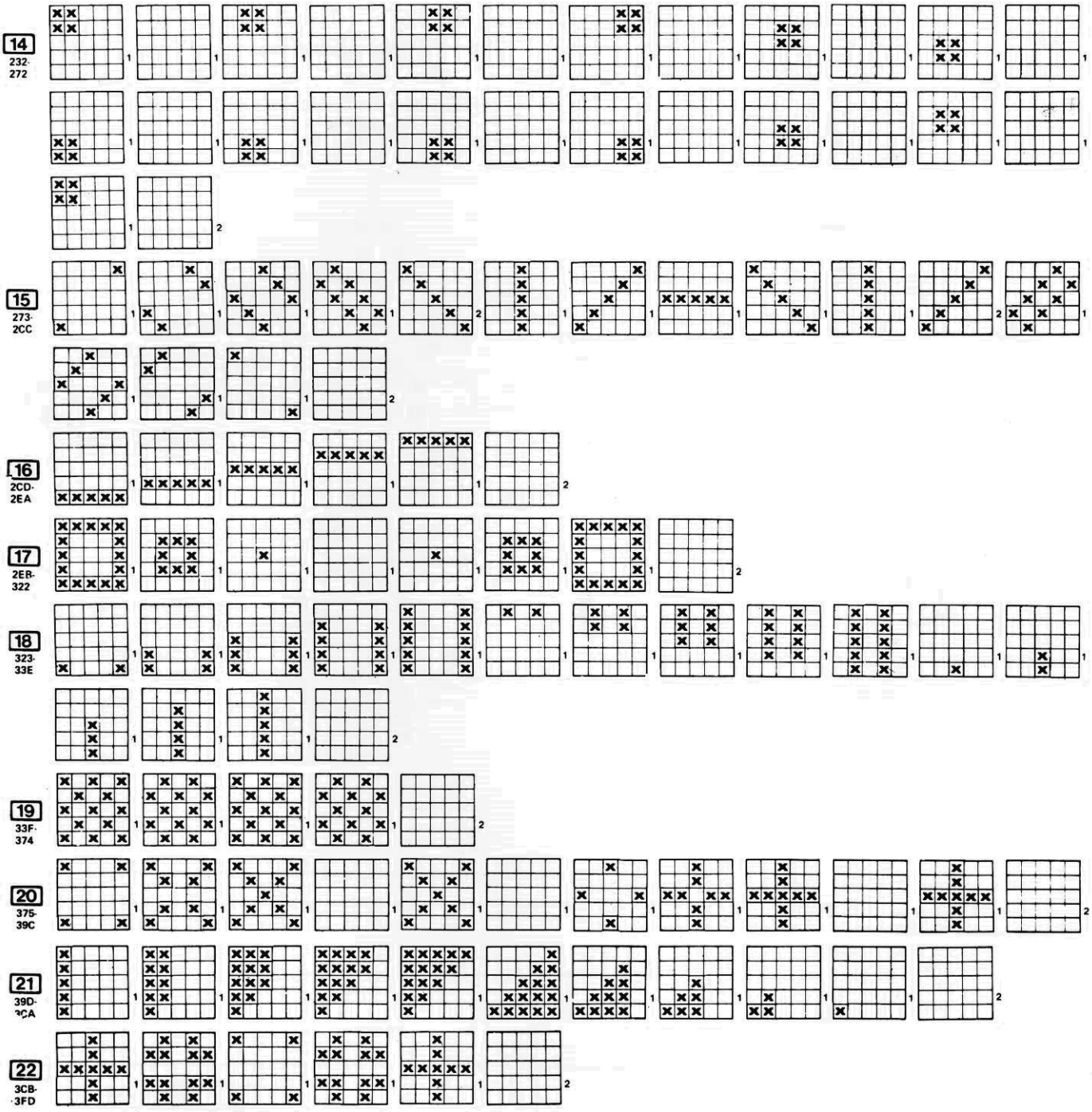


tabela 1 — Padrões de movimento gerados pelo programa fornecido na tabela 3.

binários dessas saídas correspondem aos números decimais (1 a 25) representados nas saídas de IC6...IC9.

As saídas dos vários retentores ficam acopladas aos A25 circuitos de controle, via resistores R9...R33. Quanto ao detector de passagem pelo zero, foi implementado com base nas portas N5...N8 e garante que os excitadores dos triacs (T1...T25) recebam alimentação apenas durante 250 μs, toda vez que a tensão da rede cruza os pontos nulos. Só então um dos triacs pode ser acionado e, uma vez conduzindo, assim vai permanecer durante um semiciclo. O processo de disparar esses dispositivos no cruzamento da tensão pelos "zeros" visa minimizar os surtos de corrente e, com eles, a possibilidade de interferências na rede elétrica.

Como já havíamos comentado, a velocidade de execução do programa, na modalidade "rodagem", é determinada pela freqüência do



gerador de *clock* N2. Para se obter as necessárias pausas entre etapas de uma mesma sequência ou entre duas sequências, esse gerador deve ser temporariamente inibido. Isto é conseguido via saídas Q6 e Q7 da EPROM: ao se programar os valores binários "01" ou "10" nesses terminais da memória, os monoestáveis MVM1 e MVM2 (pertencentes a IC4) podem ser disparados, respectivamente, através das saídas Q1 e Q2 do segundo decodificador de 2 para 4 linhas (IC3b).

As Saídas desses monoestáveis vão se juntar então na porta NOUN1, que inibe o gerador de *clock* sempre que uma das duas lhe apresenta um nível alto. O contador de endereços da EPROM, nesse caso, fica momentaneamente paralisado e a "imagem" de luzes permanece estável durante esse breve período. A duração dos pulsos de MVM1 pode ser ajustada, a grosso modo, entre 0,1 e 1,2 s, por meio de P3; a

3

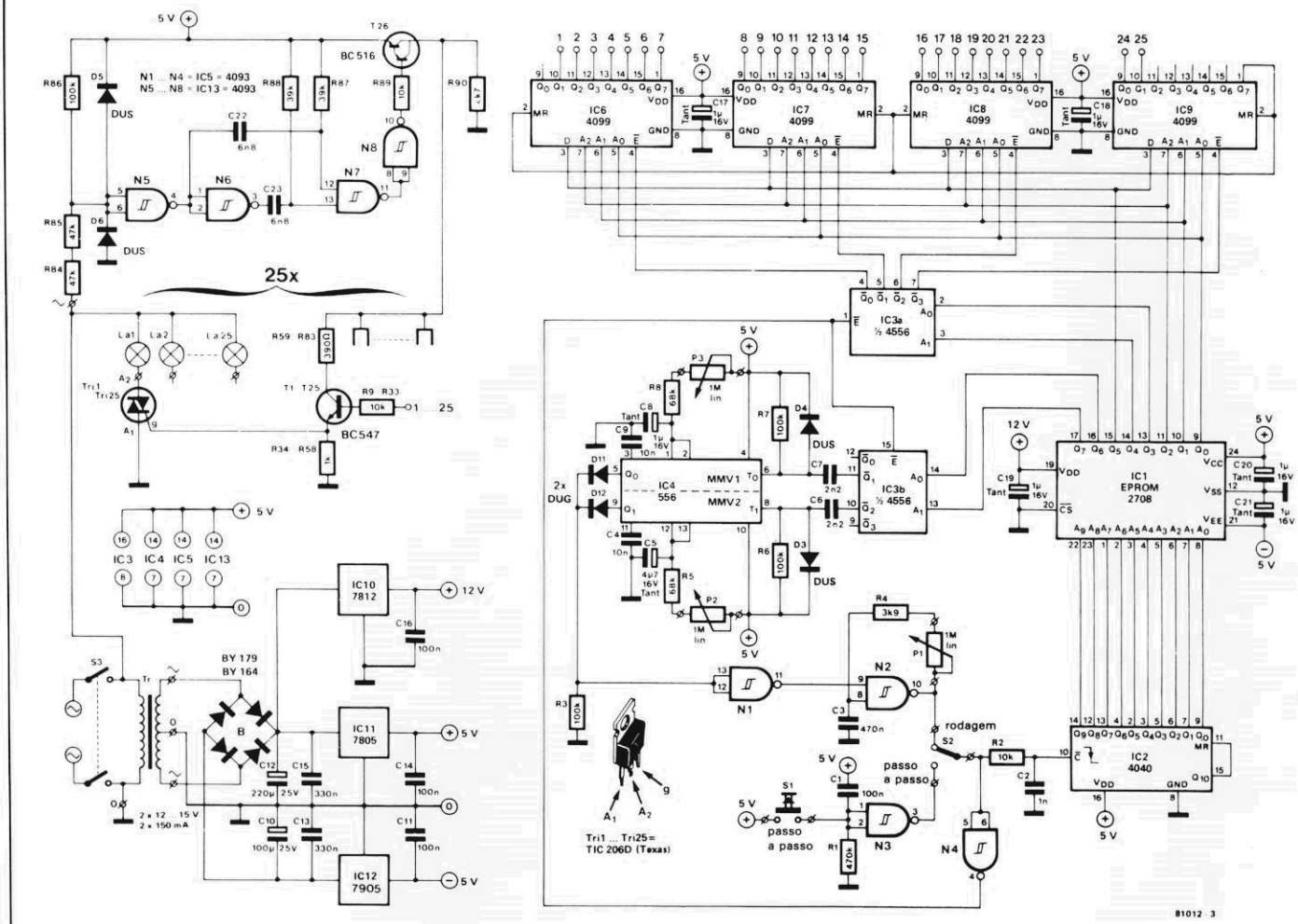


figura 3 — Esquema completo das Luzes Controladas para Discoteca.

de MVM2 é controlada por P2, entre 0,4 e 0,6 s, aproximadamente.

Os leitores mais curiosos devem estar imaginando, a esta altura, qual a utilidade do segundo decodificador de 2 para 4 linhas (IC3b). Será que sua função não poderá ser realizada diretamente pelas saídas Q6 e Q7 da EPROM? A resposta é não, pois um pouco antes de fornecer novos dados as saídas da memória assumem um estado indefinido, por um curto período de tempo. E, como é óbvio, isto poderia complicar as coisas, caso houvessem dados a decodificar justamente nesse meio tempo.

O par R2/C2 forma uma rede de atraso, assegurando que o contador binário IC2 não incremente os endereços da EPROM antes que IC3a e IC3b tenham sido inibidos (T = 1). E somente quando as saídas da EPROM se mostrarem estáveis é que eles serão novamente habilitados (E = 0). Vejamos como funciona essa parte do sistema: quando o pulso de *clock* vindo de N2 vai para o nível baixo, a saída de N4 passa para o nível alto, inibindo IC3a e IC3b. Pouco depois (ou seja, decorrido o retardo introduzido por R2/C2), o contador binário é incrementado e o endereço da EPROM, atualizado. A frequência de *clock* é tal que a saída de N2 não volta ao nível alto antes que a informação nas saídas da EPROM tenha estabilizado. Mas quando a saída de N2 assume realmente o nível alto, porém, não terá mais efeito sobre o contador binário; IC3a e IC3b, por seu turno, já se encontram habilitados via N4. Os

TABELA 2

EPROM DATA

HEX	intervalo Q_7	intervalo Q_6	dados sim/não Q_5	endereços lâmpada 1...25 Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
26	0	0	1	0	0	1	1	0	lâmpada 3 acesa
71	0	1	1	1	0	0	0	1	lâmpada 17 acesa, intervalo 1
86	1	0	0	0	0	1	1	0	lâmpada 3 apagada, intervalo 2
3F	0	0	1	1	1	1	1	1	endereço mais alta: reset geral

tabela 2 — Dados da EPROM.

TABELA 3

```
000: 77 17 37 32 38 76 3F 37 32 2D 33 31 39 75 3F 37
010: 32 2D 28 2E 2C 34 70 3F 37 32 2D 28 23 29 27 2F
020: AB BF 61 22 27 66 23 28 2D 2C 6B 24 29 2E 33 32
030: 31 70 25 2A 2F 34 39 38 37 36 B5 59 18 13 54 17
040: 12 0D 0E 4F 16 11 0C 07 08 09 4A 15 10 0B 06 01
050: 02 03 04 85 21 22 23 28 2D 32 37 38 39 34 2F 2E
060: 2C 2B 66 7F 25 2A 2F 2E 2D 2C 2B 30 35 36 37 32
070: 28 23 64 7F 21 22 23 28 2D 32 37 38 39 34 2F 2E
080: 2C 2B 66 7F 25 2A 2F 2E 2D 2C 2B 30 35 36 37 32
090: 28 23 64 BF 21 26 2B 30 75 3F 22 27 2C 31 76 3F
0A0: 23 28 2D 32 77 3F 24 29 2E 33 78 3F 25 2A 2F 34
0B0: 79 BF 61 62 63 64 65 6A 6F 74 79 78 77 76 75 70
0C0: 6B 66 67 68 69 6E 73 72 71 6C 6D BF 21 22 27 66
0D0: 24 25 2A 69 33 34 39 78 30 31 36 B5 3F 23 28 2D
0E0: 32 37 2B 2C 2E AF 3F 25 29 2D 31 35 21 27 33 79
0F0: 3F 2F 2E 2D 2C 2B 23 28 32 77 3F 39 33 2D 27 21
100: 25 29 31 75 3F 37 32 2D 28 23 2F 2E 2C 6B BF 21
110: 23 65 3F 27 69 3F 2B 2D 6F 3F 31 73 3F 35 37 79
120: BF 22 23 24 2A 2F 34 38 37 36 30 2B 66 7F 21 25
130: 39 75 7F 27 28 29 2C 2D 2E 31 32 73 7F 21 22 23
140: 24 25 2A 2F 34 39 38 37 36 35 30 2B 66 7F 22 27
150: 2C 31 36 24 29 2E 33 78 7F 22 27 26 24 29 2A 38
160: 33 34 36 31 70 BF 75 3F 30 76 3F 2B 31 77 3F 26
170: 2C 32 78 3F 21 27 2D 33 79 3F 22 28 2E 74 3F 23
180: 29 6F 3F 24 6A 3F 65 BF 21 22 23 24 25 26 27 28
190: 29 2B 2C 2D 30 31 75 3F 39 34 2F 2A 25 38 33 2E
1A0: 29 37 32 2D 36 31 75 3F 35 36 37 38 39 30 31 32
1B0: 33 2B 2C 2D 26 27 61 3F 25 2A 2F 34 39 24 29 2E
1C0: 33 23 28 2D 22 27 61 BF 22 27 2C 31 76 26 28 29
1D0: 6A 24 2E 33 78 30 32 B4 3F 21 23 25 2B 2D 2F 35
1E0: 37 B9 BF 6B 0B 2C 30 66 3F 2D 31 27 35 61 3F 2E
1F0: 32 28 36 62 3F 2F 33 29 37 A3 BF 6D 3F 28 2E 32
200: 6C 3F 23 29 2F 33 37 31 2B 67 3F 24 2A 34 38 36
210: 30 26 62 3F 25 39 35 61 3F 24 2A 34 38 36 30 26
220: 62 3F 23 29 2F 33 37 31 2B 67 3F 28 2E 32 6C 3F
230: 6D BF 21 22 27 66 7F 22 23 28 67 7F 23 24 29 68
240: 7F 24 25 2A 69 7F 28 29 2E 6D 7F 2C 2D 32 71 7F
250: 30 31 36 75 7F 31 32 37 76 7F 32 33 38 77 7F 33
260: 34 39 78 7F 2D 2E 33 72 7F 27 28 2D 6C 7F 21 22
270: 27 66 BF 25 75 3F 24 2A 30 76 3F 23 29 2F 2B 31
280: 77 3F 22 28 2E 34 26 2C 32 78 3F 21 27 2D 33 B9
290: 3F 23 28 2D 32 77 3F 25 29 2D 31 75 3F 2F 2E 2D
2A0: 2C 6B 3F 39 33 2D 27 61 3F 37 32 2D 28 63 3F 35
2B0: 31 2D 29 A5 3F 36 32 2E 2A 30 2C 28 64 3F 37 33
2C0: 2F 2B 27 63 3F 38 34 26 62 3F 39 61 BF 35 36 37
2D0: 38 79 3F 30 31 32 33 74 3F 2B 2C 2D 2E 6F 3F 26
2E0: 27 28 29 6A 3F 21 22 23 24 65 BF 21 22 23 24 25
2F0: 2A 2F 34 39 38 37 36 35 30 2B 66 3F 27 28 29 2E
300: 33 32 31 6C 3F 6D 7F 6D 3F 27 28 29 2E 33 32 31
310: 6C 3F 21 22 23 24 25 2A 2F 34 39 38 37 36 35 30
320: 2B 66 BF 35 79 30 74 2B 6F 26 6A 21 65 3F 22 64
330: 27 69 2C 6E 31 73 36 78 3F 77 72 6D 68 63 BF 21
340: 23 25 27 29 2B 2D 2F 31 33 35 37 79 3F 22 24 26
350: 28 2A 2C 2E 30 32 34 36 78 3F 21 23 25 27 29 2B
360: 2D 2F 31 33 35 37 79 3F 22 24 26 28 2A 2C 2E 30
370: 32 34 36 78 BF 21 25 39 75 27 29 33 71 6D 7F 21
380: 27 2D 33 39 25 29 31 75 7F 2B 2F 23 77 2C 2E 28
390: 72 6D 7F 2B 2C 2D 2E 2F 23 28 32 77 BF 21 26 2B
3A0: 30 75 22 27 2C 71 23 28 6D 24 69 65 3F 35 36 37
3B0: 38 39 31 32 33 34 2D 2E 2F 29 2A 65 19 14 0F 0A
3C0: 45 18 13 0E 49 17 12 4D 16 51 BF 23 28 2D 32 37
3D0: 2B 2C 2E 6F 3F 22 27 26 24 29 2A 36 31 30 38 33
3E0: 74 3F 21 25 39 75 3F 26 27 22 2A 29 24 30 31 36
3F0: 34 33 78 3F 37 32 2D 28 23 2F 2E 2C 6B BF 00 00
```

tabela 3 — Listagem hexadecimal do programa gravado na EPROM do sistema.

4

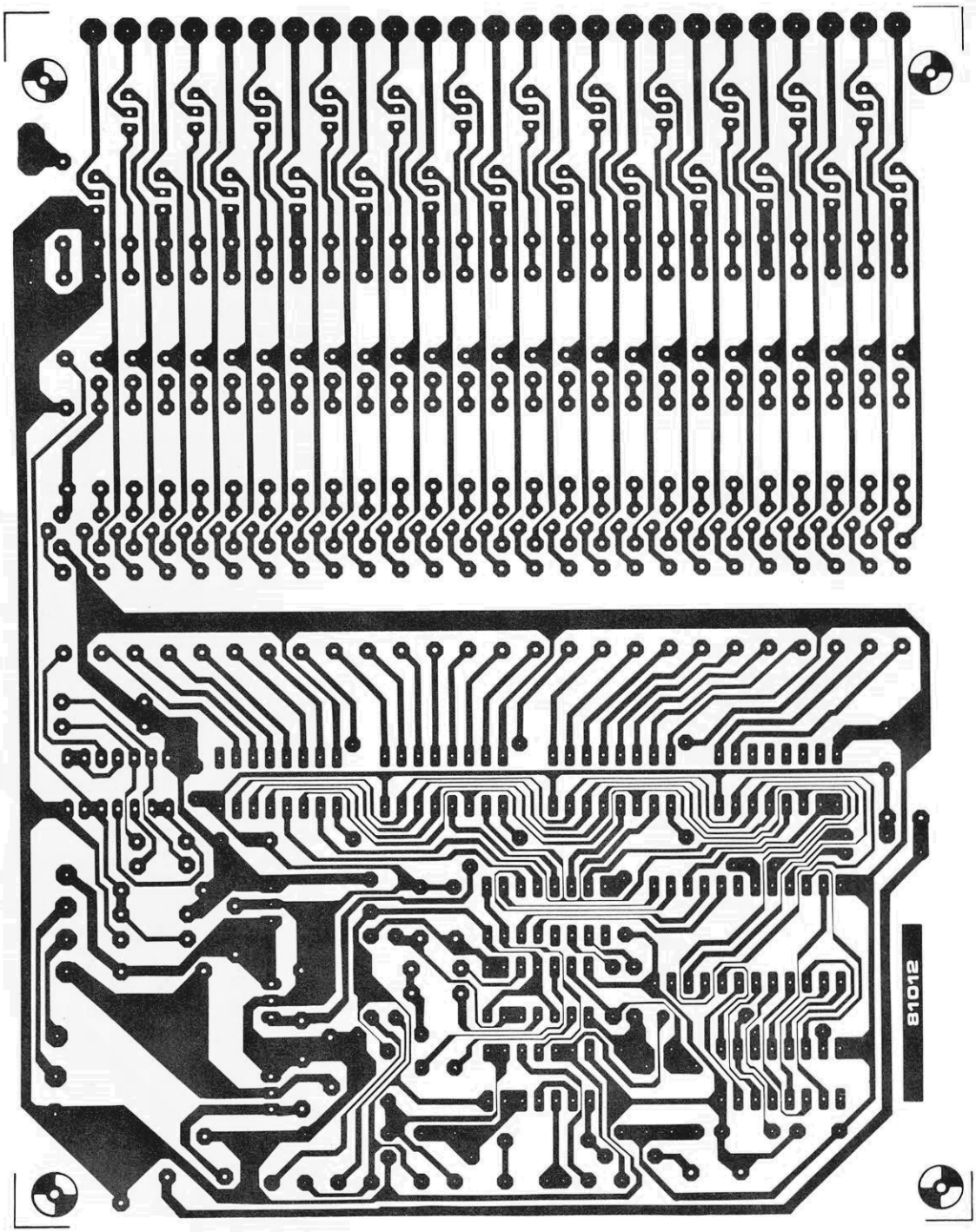
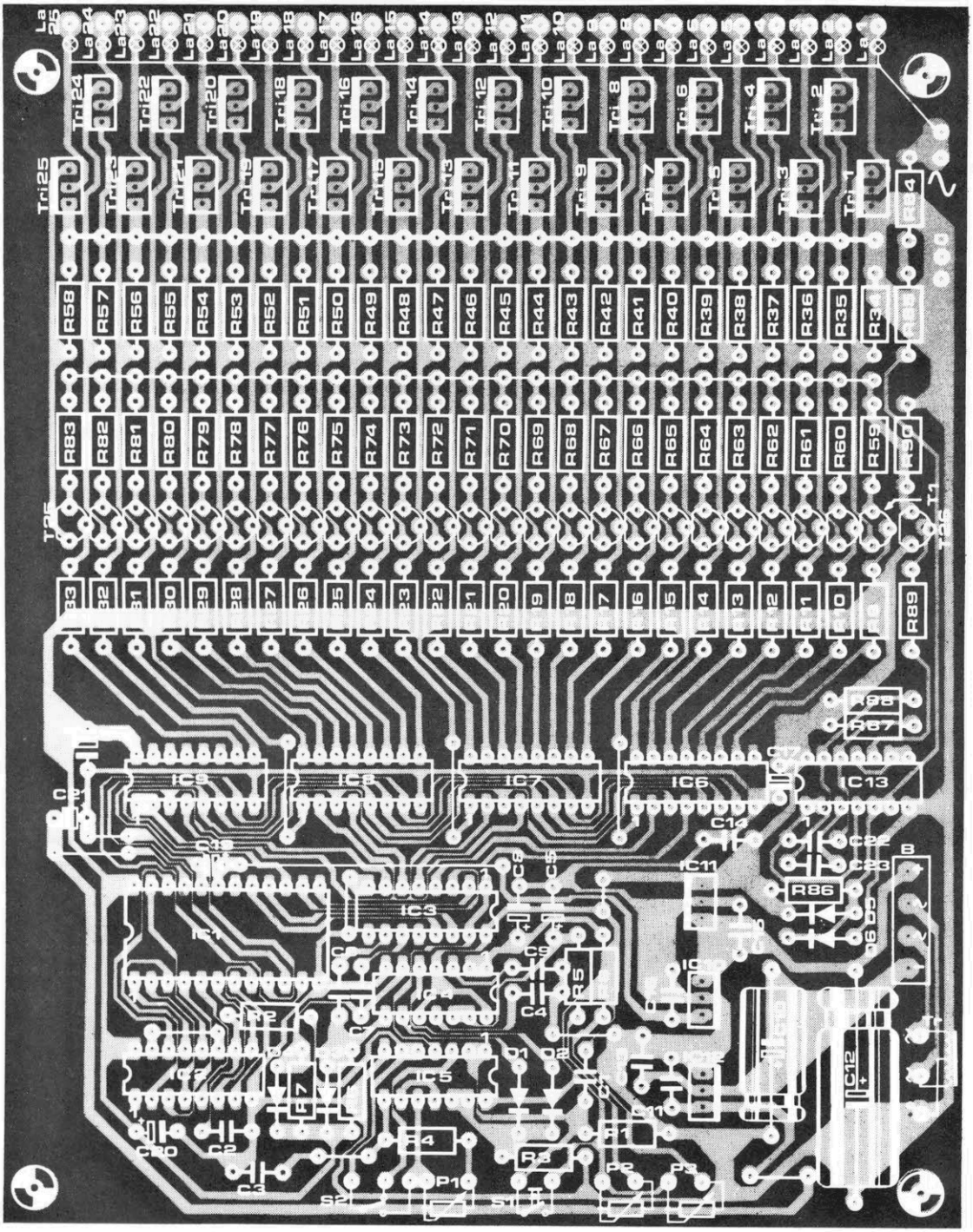


figura 4 — Traçado impresso e disposição dos componentes para a placa das luzes controladas. As pontes de fio localizadas junto aos triacs devem ter a maior bitola possível.



Lista de componentes

Resistores
R1- 470 k
R2,R9...R33,
R89- 10 k
R3,R6,R7
R86- 100 k
R4- 3,9 k
R5,R8- 68 k
R34...R58- 1 k
R59...R83- 390
R84,R85-
47 k - 1/4 W
R87,R88- 39 k
R90- 4,7 k
P1...P3- 1 M,
pots. lineares
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1,C11,C14,
C16- 100 nF
C2- 1 nF
C3- 470 nF
C4,C9- 10 nF
C5- 4,7 μF/16 V
(tântalo)
C6,C7- 2,2 nF
C8,C17...C21-
1 μF/16 V
(tântalo)
C10- 100 μF/25 V
C12- 220 μF/25 V
C14,C15- 330 nF
C22,C23- 6,8 nF

Semicondutores
T1...T25- BC 547
T26- BC 516
D1,D2- DUGs
D3...D6- DUS
Tri1...Tri25- TIC 206D
IC1- 2708
IC2- 4040
IC3- 4556
IC4- 556
IC5,IC13- 4093
IC6...IC9- 4099
IC10- 7812
IC11- 7805
IC12- 7905
B1- ponte
retificadora
de 100 V/0,5 A
(BY 164, BY 179)

Diversos
Tr1- trafo de
2×12...15 V,
150 mA
S1- chave de
contato
momentâneo, 240 V
S2- chave paralela
de 1 pólo, 240 V
S3- chave geral
de 2 pólos
(veja texto)
La1...La25-
lâmpadas de 100 W
(valor máximo)
Placa nº 81012

dados aplicados às entradas desses decodificadores podem então (e só então) ser transferidos para as suas saídas.

A fonte de alimentação do sistema pode ser descrita rapidamente dada a sua simplicidade. Ela é composta apenas por um transformador, um retificador em ponte, alguns capacitores de filtragem e três CIs reguladores (IC10...IC12), fornecendo as tensões de +5, -5 e +12 V. É importante adotar esses reguladores integrados, já que são protegidos internamente contra sobrecarga térmica e curto-circuitos (note, aliás, que não foram previstos fusíveis para proteger o circuito); nenhum deles requer dissipador, graças ao baixo consumo do sistema.

O programa

Embora já tenhamos explicado como a EPROM deve ser programada, achamos conveniente fazer uma breve recapitulação. Os cinco bits menos significativos (Q0...Q4) determinam qual das lâmpadas deve ser endereçada, a cada momento; o valor binário desses bits corresponde à numeração decimal da lâmpada. O sexto bit (Q5) determina se a lâmpada endereçada deve ser ativada ou desativada: com um nível alto, ela acende, e com um nível baixo, ela apaga. Os dois bits restantes, Q6 e Q7, selecionam um dos dois períodos possíveis de retardo, via MVM1 e MVM2, respectivamente.

Tudo isso está claramente ilustrado na tabela 2, enquanto a listagem hexadecimal completa do programa aparece na tabela 3 — o qual produz as várias configurações relacionadas na tabela 1. Acreditamos que, com estas informações, os montadores não terão grandes problemas ao desenvolver seus próprios programas.

Algumas dicas práticas

Já alertamos anteriormente que o circuito de controle de luzes fica diretamente em contato com a rede elétrica. É vital, portanto, que nenhum componente seja tocado depois da alimentação ter sido ligada, mesmo nos estágios supostamente de baixa tensão. Por esse motivo, o conjunto pronto deve obrigatoriamente ser instalado em um gabinete muito bem isolado; assegure-se também de que os potenciômetros tenham eixos plásticos e não metálicos.

Tenha em mente, além disso, que todos os botões e chaves usados no circuito devem suportar até 240 V, mesmo que só comutem tensões de 5 V; lembramos mais uma vez que os estágios de baixa tensão também estão conectados diretamente com a rede. A chave S3, especificamente, não só deve suportar os 240 V da rede, como também prever correntes de pelo menos 13 A pelos seus terminais; apenas a título de alerta, os interruptores domésticos normais não suportam esse nível de corrente. A fiação da matriz de lâmpadas é outro aspecto importante: apenas condutores de boa bitola devem ser utilizados na mesma.

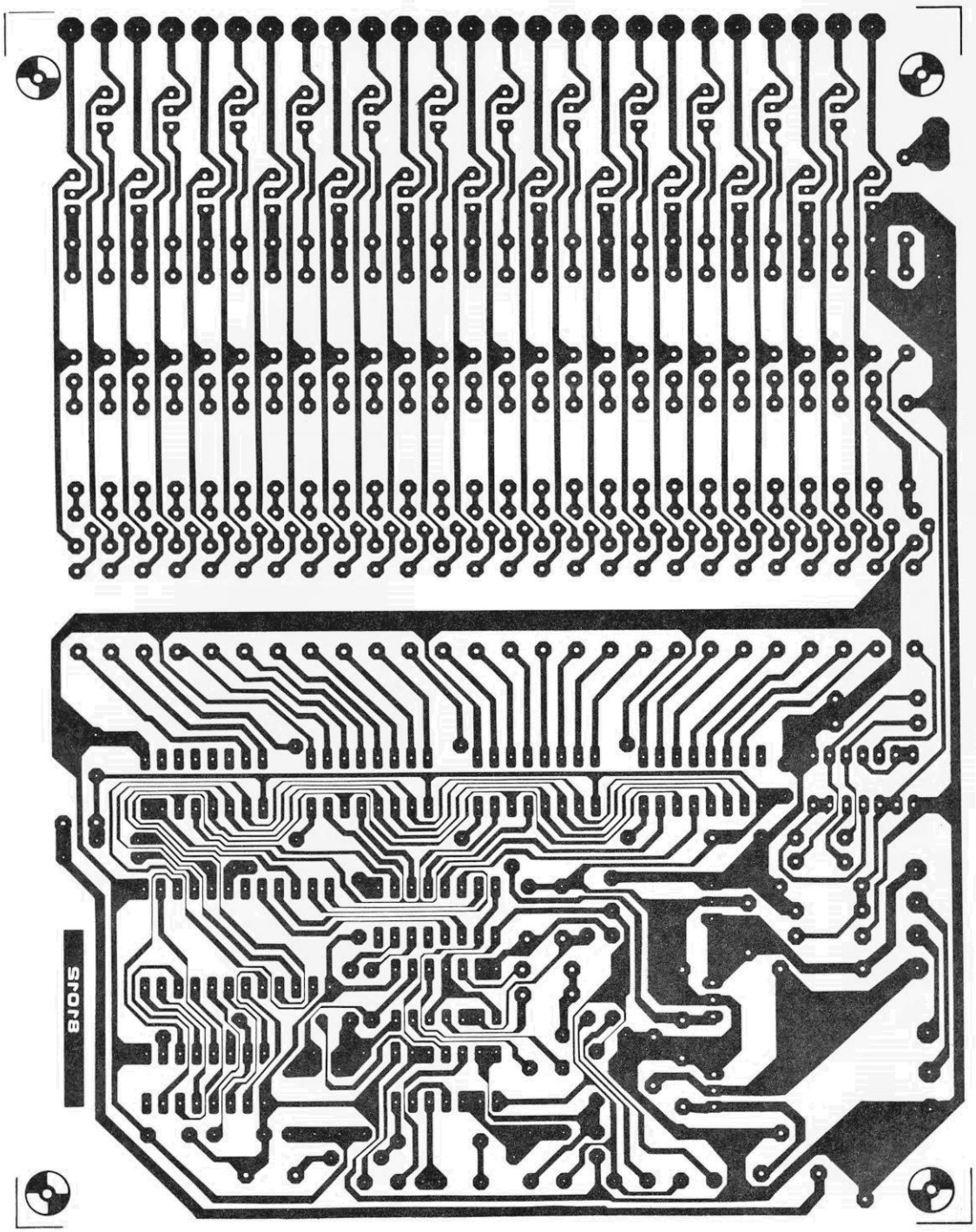
A placa de circuito impresso projetada especialmente para o controle de luzes aparece na figura 4. A montagem em si não deve apresentar obstáculos; se forem tomados todos os cuidados necessários, nem mesmo os triacs exigirão dissipadores. É preciso ter atenção, no entanto, com as pontes de fio próximas a esses componentes, que devem ser de cobre, com uma bitola respeitável (1 mm, pelo menos). Isto porque elas irão transportar um nível considerável de corrente, a exemplo da conexão comum das lâmpadas, como se deduz pelos cálculos:

$$25 \times 100\ W = 2500\ W$$
$$2500/240\ V = 10{,}4\ A$$

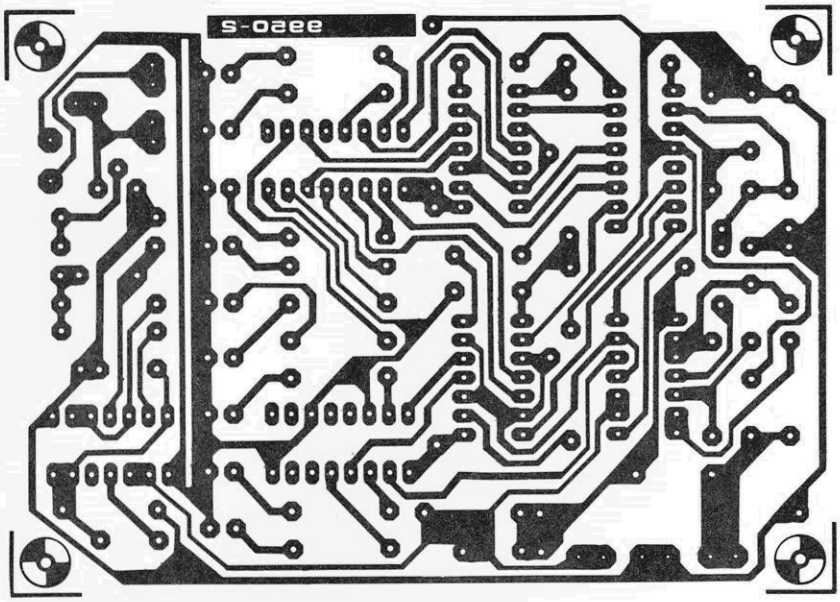
Convém abrir aqui um breve parêntese para os montadores brasileiros, com relação à tensão de rede para a qual foi projetado o circuito. Como vocês devem ter notado, por todo o artigo consideramos essa tensão como 240 V; resolvemos deixar inalterada essa parte, já que isso proporciona uma boa economia em termos de bitola da fiação (para a mesma potência nas lâmpadas, a corrente dobra se a tensão cair pela metade). Além disso, não é coisa do outro mundo puxar duas fases e conseguir uma tomada de 220/240 V, principalmente em discotecas bem organizadas.

O sistema poderá ser simplicado se a EPROM 2708 for trocada por uma 2716, pois esta pede uma alimentação de apenas +5 V; em outras palavras, dois dos reguladores poderão ser dispensado e o transformador, redimensionado de acordo com as novas necessidades de tensão e corrente. Essa alteração foi deixada a cargo dos próprios montadores, lembrando porém que a própria Elektor já deu dicas de como substituir uma memória pela outra (veja nº 17/18, pág. 70).

Para concluir, vamos fazer alguns comentários sobre a instalação propriamente dita. Não impede, por exemplo, que quatro lâmpadas de 25 W tomem o lugar de cada lâmpada de 100 W, proporcionando assim uma melhor distribuição luminosa no interior de cada quadrado (ou círculo, ou triângulo, etc.) da matriz. Nesse caso, porém, serão necessários quatro vezes mais soquetes de lâmpadas, não esqueça. Convém não esquecer ainda que essas lâmpadas vão produzir uma boa quantidade de calor e talvez venham a exigir ventilação forçada; além disso, os materiais usados na instalação deverão suportar com folga o calor gerado. ◀

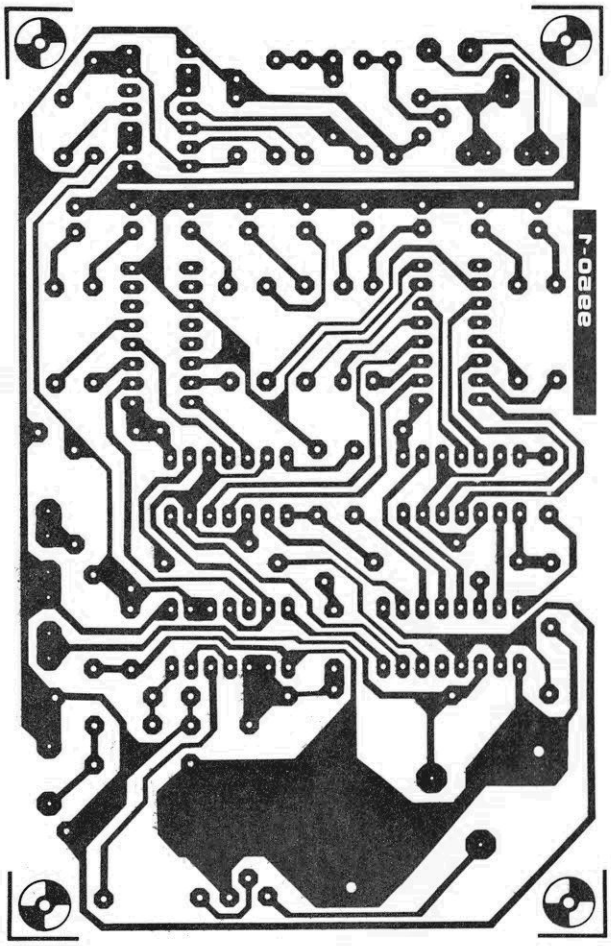


luzes controladas...

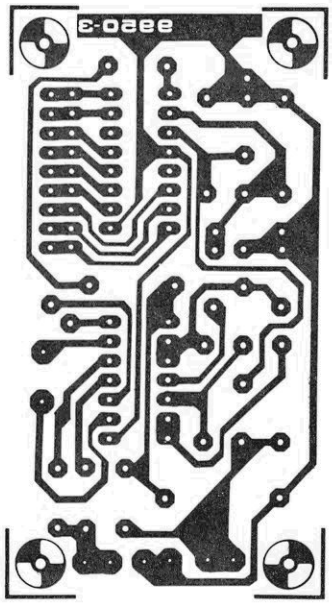


unidade central
de alarme

unidade central
de alarme



unidade central
de alarme



Este prático circuito permite que avisos variados de alarme sejam recebidos por uma unidade centralizadora, a partir de uma série de estações remotas ligadas através de um sistema comum de barramento. Ele fornece alarmes por sinais audíveis, juntamente com uma indicação visual da estação que originou o aviso. Como se pode comprovar por este artigo, as aplicações da unidade são limitadas somente pela imaginação do usuário

Unidade central de alarme

O diagrama de blocos da unidade central de alarme aparece na figura 1. Como se pode ver, as estações são interligadas através de um barramento de três fios, dispensando o uso de condutores separados para acoplar cada estação remota à principal; foi possível, dessa forma, simplificar bastante a fiação do sistema e proporcionar ao mesmo tempo uma boa economia — especialmente em instalações de maior porte, com um grande número de estações ou grandes distâncias entre elas. Além disso, novas unidades podem ser acrescentadas ao sistema bastando apenas ligá-las ao barramento existente.

Não há mistério algum no uso de três fios para transportar indicações de alarme, mas como é possível individualizar simultâneamente a estação que originou o alarme? A solução está em multiplexar os sinais por divisão de tempo. Como ilustra o diagrama de blocos mais detalhado (figura 2), cada estação dispõe de um contador de décadas, que trabalha em sincronismo com o contador da estação principal; por esse meio, a cada estação é alocada uma faixa de tempo, durante a qual pode enviar um sinal de alarme à estação central.

O primeiro dos três fios do barramento corresponde simplesmente à linha de terra, enquanto o segundo é usado como linha de alarme, para enviar sinais à estação central, e o terceiro transmite sinais de sincronimo e *clock* às estações remotas. Aqui, porém, os projetistas demonstraram sua engenhosidade: esse terceiro condutor é também utilizado para alimentar as estações remotas, permitindo que os pulsos de *clock* e sincronismo carreguem um capacitor em cada uma delas; essa tensão armazenada é que vai lhes proporcionar a alimentação necessária.

Além da indicação de alarme na estação principal, contudo, providenciou-se ainda para que ela fosse dada em estações secundárias, que podem ser distribuídas por onde o usuário bem entender, ao longo do barramento. Elas são semelhantes à principal, exceto pelo fato de que sua alimentação e sincronismo também são fornecidos pelo barramento do sistema, a exemplo das estações de alarme.

1

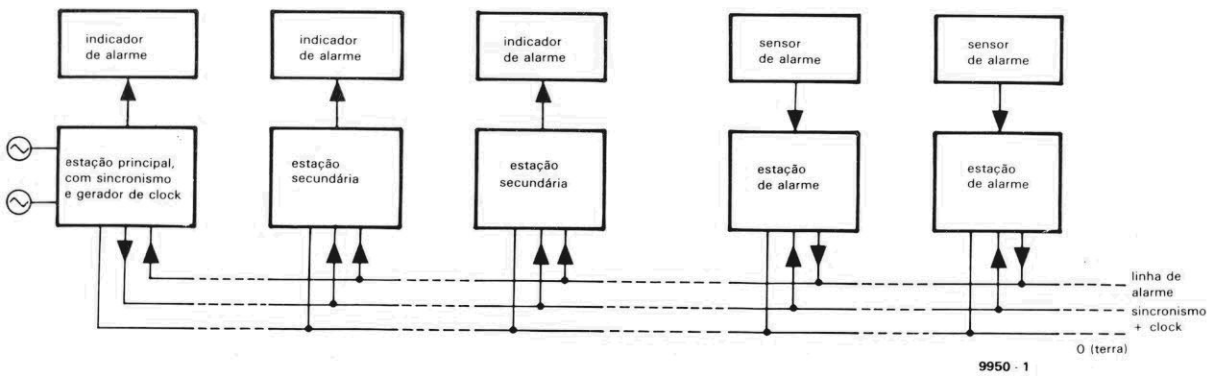


figura 1 — Diagrama de blocos da unidade central de alarme, mostrando os três tipos diferentes de estação acoplados ao barramento do sistema.

2

figura 2 — Diagrama de blocos detalhado, exibindo agora a estação principal, uma estação secundária e um alarme.

Sinais de sincronismo e clock

A figura 3 mostra a forma de onda responsável pelo *clock* e pela sincronização do sistema. O sinal de *clock* foi obtido a partir da frequência da rede, que pode ser de 50 ou 60 Hz, de acordo com o país; no início de cada trem de pulsos desse sinal, um pulso sincronizador de 300 ms encarrega-se de provocar um *reset* nos contadores envolvidos, assegurando assim a "sintonia" de todos eles com o contador da estação central.

Em seguida, vem a sequência de 9 pulsos de *clock* que faz cada contador avançar de 1 a 9. As várias estações de alarme recebem número específicos e as saídas correspondentes dos contadores são ligadas, através do circuito sensor, à linha de alarme. Assim por exemplo, na estação nº 5, a saída 5 de seu contador fica acoplada à linha de alarme; ela só poderá enviar sinais, portanto, quando essa saída do contador passar para o nível alto. Na prática, é possível fazer uma economia adicional conectando dois sensores à mesma estação, como veremos adiante.

3

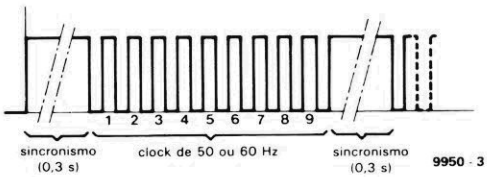


figura 3 — Forma de onda do sinal de clock/sincronismo.

A estação de alarme

Para entender a operação do circuito como um todo, talvez seja melhor começar pela descrição da estação de alarme, cujo esquema foi representado na figura 4. Pulsos de sincronismo e *clock* são aplicados pelo barramento no ponto (S) as bordas ascendentes desses pulsos carregam o capacitor C23, via D38, e a tensão aí armazenada vai alimentar a estação. Graças à utilização de integrados CMOS, o consumo do circuito é reduzido, e o valor 68 μF para C13 deverá mostrar-se adequado na maior parte dos casos. Entretanto, como o sensor de alarme também precisa ser alimentado por esse linha, o valor desse capacitor talvez tenha que ser aumentado, se a carga

4

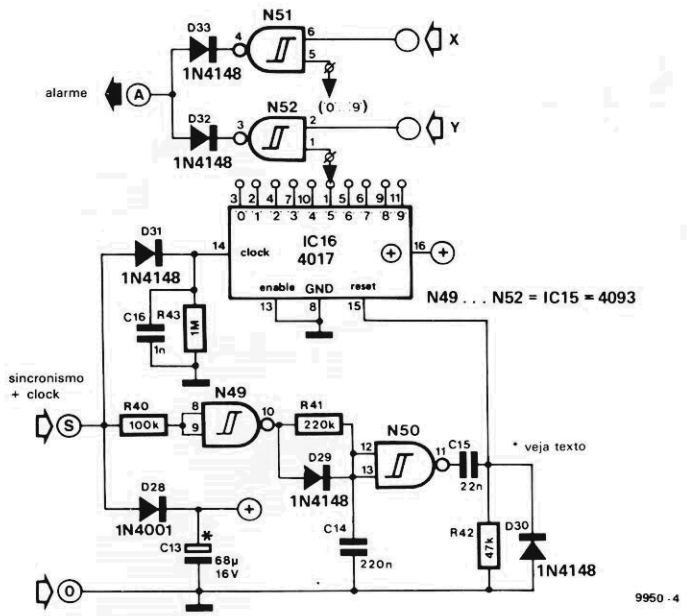


figura 4 — Esquema de uma estação de alarme.

adicional provocar um excesso de *ripple* na mesma.

O sinal de *clock* sincronismo atinge também a entrada de *clock* do contador IC16 e um detector de pulsos de sincronismo — que não passa de um monoestável redisparável, formado pelos disparadores Schmitt N49 e N50. Na presença de pulsos de *clock*, a saída de N49 assume alternadamente os níveis alto e baixo, ao ritmo de 60 Hz, e o capacitor C14 é carregado via D29, mantendo elevada a saída de N50.

Durante esse período, IC16 conta os pulsos de *clock*. Na ocorrência do pulso sincronizador de 300 ms, a entrada de N49 é mantida em nível alto e sua saída, em nível baixo, fazendo com que C14 descarregue através de R41. Assim que N50 alcança seu limiar inferior, sua saída vai para o nível alto e um pulso de *reset* é aplicado a IC16 via C15.

Os pontos X e Y, por sua vez, atuam como entradas de alarme. Isto permite que dois sensores dividam a mesma estação, o que pode ser muito útil no caso de ambos ficarem bastante próximos, já que poupa o custo de uma estação. Cada sensor é designado por um número de 0 a 9 e a entrada da porta relevante deve ser ligada à saída correspondente de IC16. No caso da figura 4, a entrada de N52 foi conectada à saída 5 do contador; a saída dessa porta é normalmente alta e, se um sinal de alarme levará o ponto Y ao nível alto quando a saída 5 de IC16 também assumir esse nível , ela passará ao nível baixo. Como resultado, um pulso de alarme com borda descendente será enviado pela linha correspondente, toda vez que o trem atingir o número 5 da contagem.

A estação principal

O esquema da estação centralizadora pode ser visto na figura 5. Os Pulsos de *clock* são obtidos a partir de uma fonte de 6 Vca, para depois serem retificados por D2 e convertidos pelo disparador N2 em uma onda quadrada. Os transistores T1 e T2 foram colocados após a saída de N2, com a finalidade de proporcionar uma excitação de baixa impedância do barramento.

O contador da estação principal, IC2, também conta os pulsos que aparecem no emissor de T2. Sempre que esse contador atinge o número 0 da contagem, sua saída "0" vai para o nível alto, fazendo com que a entrada de N1 também fique alta, via C2. A saída dessa porta assume então o nível baixo, assim como o pino 9 de N2, e o pulsos de *clock* são inibidos.

Enquanto isso, o capacitor C2 recebe carga até que, depois de aproximadamente 300 ms, a tensão na entrada de N1 atinge seu limiar inferior — quando a saída de N1 passa a ser alta e o pulsos de *clock* podem voltar a fluir por N2. Cada saída de IC2 (com exceção de "0") é ligada a uma das entradas das mesmas são unidades e acopladas à saída de N3, cuja entrada é a própria linha de alarme. Em condições normais, essa linha fica em nível alto, mantendo baixa a saída de N3 e altas as saídas de N4...N12.

Na ocorrência de um alarme, digamos, do sensor 4, a linha de alarme passa para o nível baixo assim que a sequência de contagem alcança o número 4. A saída de N3 assume então um nível alto, que, juntamente com o nível também alto da saída 4 de IC2, faz surgir um nível baixo na saída de N7; por meio de reforçador N16, então, o LED D7 acende, indicando o sensor que disparou o alarme.

Como é óbvio, porém, esse LED permanece aceso apenas por um pulso de *clock*, durante a sequência completa; e como a sequência é repetida cerca de duas vezes por segundo, o LED vai piscar numa cadência aproximada de 2 Hz.

Um sinal audível de alarme é dado pelo astável formado por N23/N24, que excita um pequeno alto-falante via T3. Normalmente, o pino 1 de N23 encontra-se em nível baixo e o estável permanece inibido; mas quando os pulsos aparecem na linha de alarme, a saída de N22 assume alternadamente os níveis alto e baixo, carregando C5 via D13 e ativando o alarme sonoro.

6

D18 . . . D26 = LED

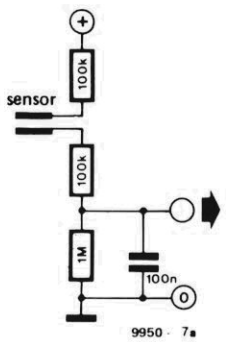
N25 . . . N27,N35 = IC8 = 4093
N28,N29,N32,N33 = IC10 = 4011
N30,N31,N34,N36 = IC11 = 4011
N37 . . . N42 = IC12 = 4010
N43 . . . N45 = IC13 = 4010
N46 . . . N48 = IC14 = 4011

* veja texto

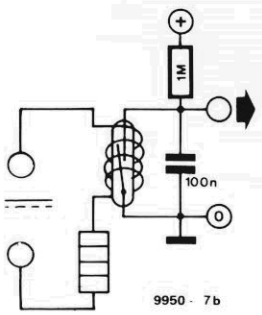
9950 - 6

figura 6 — Esquema de uma estação secundária.

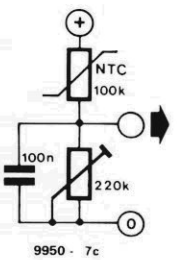
7a



b



c



d

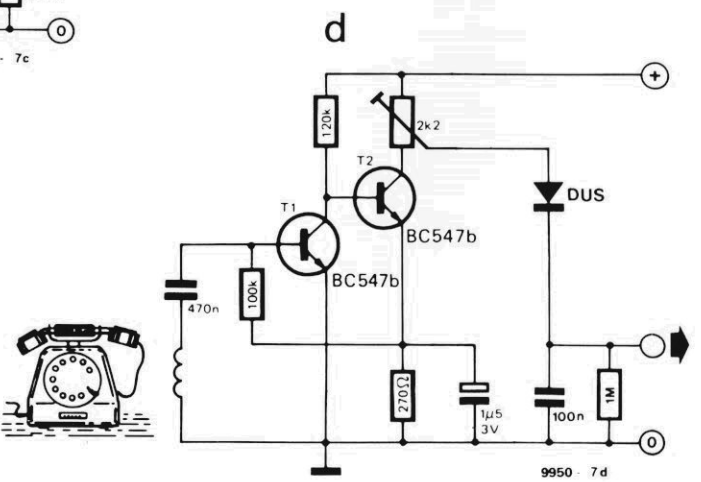


figura 7 — Alguns sensores de alarme: (A) para nível de líquidos condutores; (b) para queda de tensão; (c) de excesso de temperatura; (d) alarme de telefone.

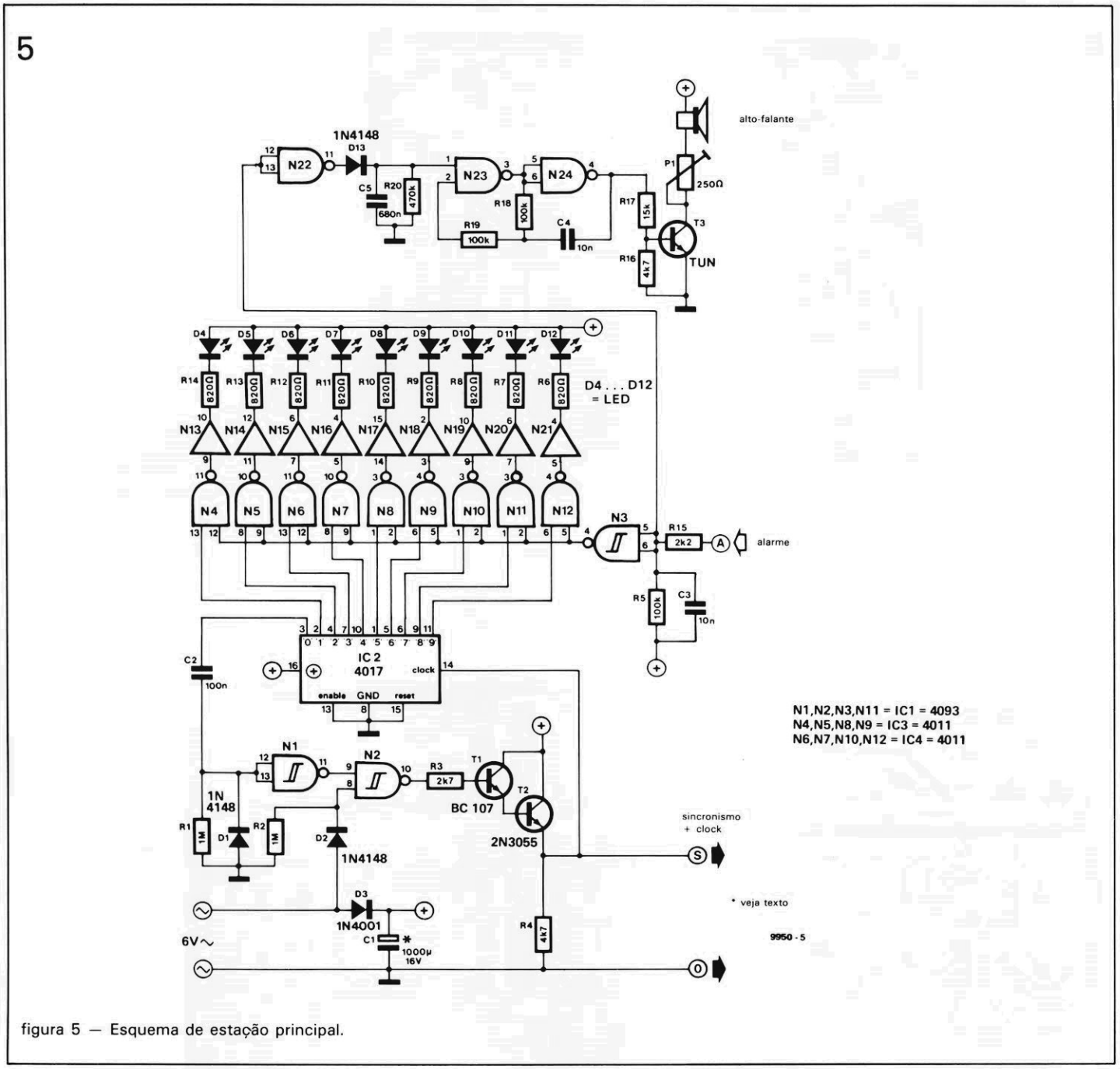


figura 5 — Esquema de estação principal.

A estação secundária

Na figura 6 temos o circuito da estação "escrava", que poderia ser descrita como um cruzamento entre as outras duas estações. As seções de alarme visual e audível são idênticas às da estação principal, mas sua alimentação e os sinais de *clock*, sincronismo são fornecidos pelo barramento, da mesma forma que nas estações de alarme; além disso, utiliza o mesmo detector de pulsos de sincronismo destas últimas.

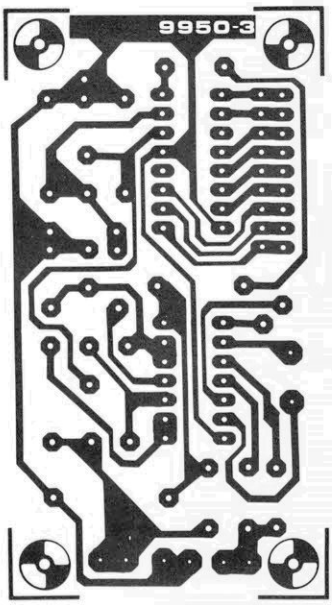
Sensores de alarme

Os circuitos dos sensores podem variar dos mais simples aos mais sofisticados. Qualquer que seja o circuito, no entanto, ele deve aplicar um nível alto na entrada X ou Y da estação de alarme, quando captar uma condição de perigo. Alguns deles podem ser vistos na figura 7, a título de exemplo.

Na fig. 7a temos um sensor para nível de líquidos, normalmente, a entrada da estação de alarmes é mantida baixa pelo resistor de 1 mega mas quando a sonda é mergulhada em água (ou em algum outro líquido condutor), ela passa para o nível alto. Já na fig. 7b podemos ver um detector de falta de tensão utilizando um relé. Enquanto a tensão está presente, o relé permanece energizado e seus contatos, fechados; logo que a alimentação falha, porém, o relé abre os contatos, fazendo com que a entrada da estação seja levada ao nível alto, por intermédio do resistor de 1 mega.

A fig. 7c representa um sensor para excesso de temperatura. Com o aumento do calor, a resistência do NTC cai e a tensão aplicada na entrada da estação sobe, até alcançar o limiar superior do disparador N51 ou N52.
A temperatura de alarme pode ser

8



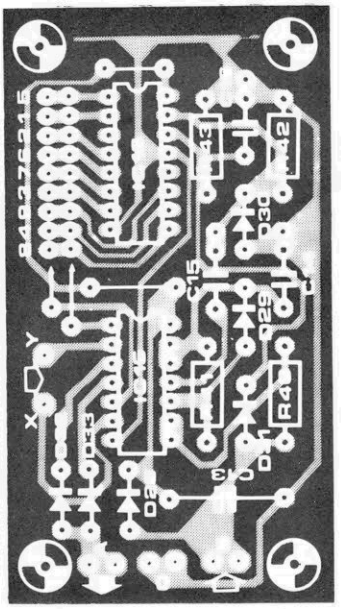


figura 8 — Placa de circuito impresso para a estação de alarme, vista pelos dois lados, em tamanho natural.

Lista de componentes

(estação de alarme-fig. 4)

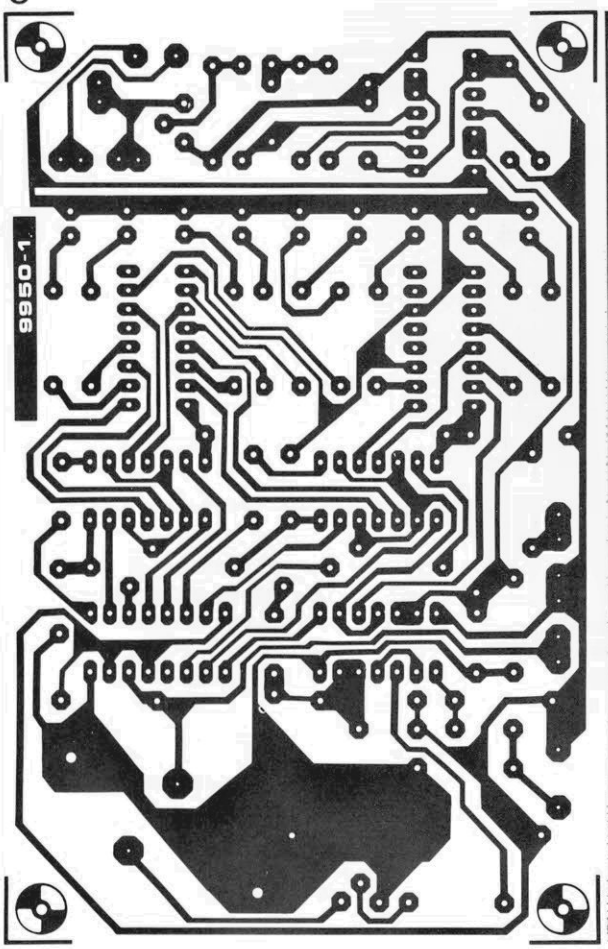
Resistores
R 40- 100 k
R 41- 220 k
R 42- 47 k
R 43- 1 M
Todos os valores em ohms

Capacitores
C13- 68 μF/16 V
C14- 200 nF
C15- 22 nF
C16- 1 nF

Semicondutores
D28- 1N4001
D29...D33- 1N4148
IC15- 4093
IC16- 4017

Diversos
Placa nº 9950-3

9



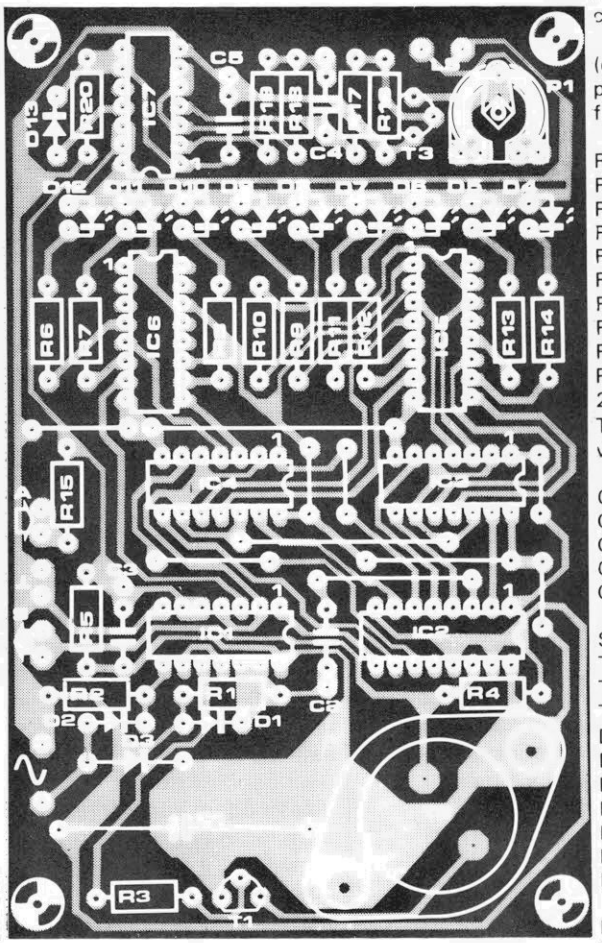


figura 9 — Placa de circuito impresso para o estação principal, também em tamanho natural.

Lista de componentes

(estação principal - fig. 5)

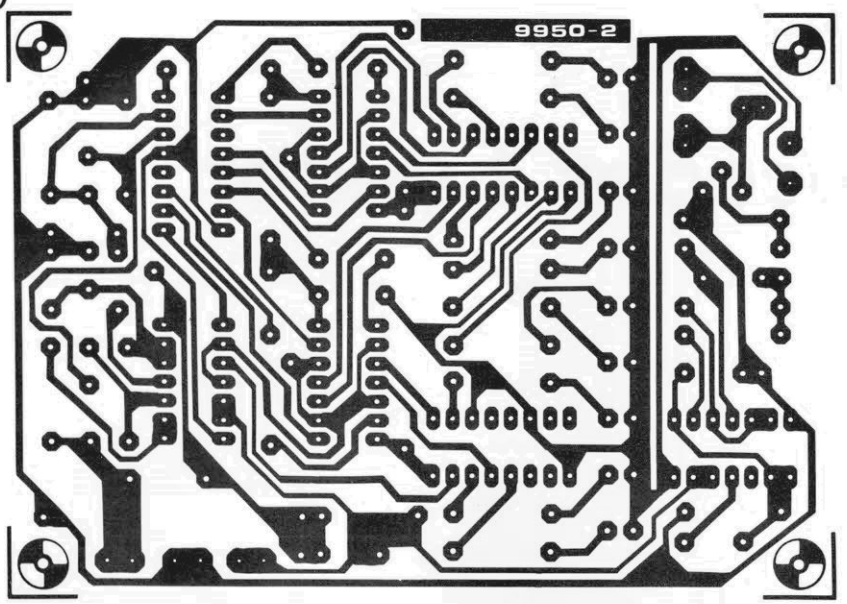
Resistores
R1, R2- 1 M
R3- 2,7 k
R4, R16 - 4,7 k
R5, R18, R19- 100 k
R6...R14- 820
R15- 2,2 k
R17- 15 k
R20- 470 k
P1- Trimpot de 220 ou 250
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 1000 μF/16 V
C2- 100 nF
C3, C4- 10 nF
C5- 680 nF

Semicondutores
T1- BC 107
T2- 2N 3055
T3- TUN
D1, D2, D13- 1N4148
D3- 1N4001
D4...D12- LEDs
IC1- 4093
IC2- 4017
IC3, IC4, IC7- 4011
IC5, IC6- 4010

Diversos
Placa nº 9950-1
Alto-falante de 15 Ω ou mais

10



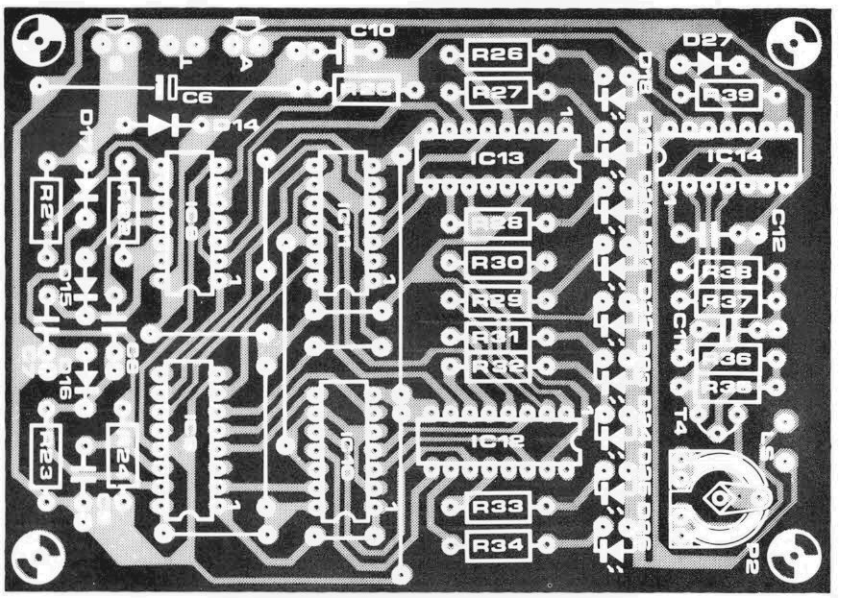


figura 10 — Placa de circuito impresso destinada à estação secundária.

Lista de componentes

(estação secundária - fig. 6)

Resistores
R21, R25, R37, R38- 100 k
R22- 220 k
R23- 47 k
R24- 1 M
R26...R34- 820
R35- 4,7 k
R36- 15 k
R39- 470 k
P2- trimpot de 220 ou 250
Todos os valores em ohms

Capacitores
C6- 470 μF/16 V
C7- 220 nF
C8 - 22 nF
C9- 1 nF
C10, C11- 10 nF
C12- 680 nF

Semicondutores
T4-TUIN
D14- 1N4001
D15...D17, D27- 1N4148
D18...D26- LEDs
IC8- 4093
IC9- 4017
IC10, IC11, IC14- 4011
IC12, IC13- 4010

Diversos
Placa nº 9950-2
Alto-falate de 15 Ω ou mais

ajustada por meio de trimpot de 220 k. Para implementar um sensor de sub-temperatura, basta inverter a posição desse trimpot com a do termistor. A fig. 7d, por fim, mostra um sensor de toque de telefone; o sinal vindo da bobina captadora é amplificado por T1 e T2 e depois retificado pelo diodo, fornecendo um nível alto à entrada da estação de alarme.

Implementação prática

As placas impressas destinadas às estações de alarme, principal e secundária estão reproduzidas nas figuras 8, 9 e 10, respectivamente. Nem é preciso dizer que a estação principal requer um transformador com 6 V no secundário, para fornecer alimentação e pulsos de *clock* 50 mA, quando estão indicando um alarme, poderá ser necessário elevar o valor de C1, na estação principal, caso seja utilizada mais de uma dessas estações.

Seria recomendável, além disso, aumentar também o valor de C6 caso o *ripple* da fonte mostre-se problemático nas estações secundárias mais distantes.
A capacidade de corrente do transformador deverá ser adequada para suprir todas as estações incluídas no sistema — reservando cerca de 50 mA para a principal e cada secundária e alguns miliampéres para cada estação de alarme. Se for necessário empregar um grande número de estações secundárias, talvez seja melhor equipar cada uma delas com sua própria fonte de alimentação. Isto implica simplesmente em desconectar o anodo do D14 da placa e ligar uma fonte CA de 6 V entre ele e o terra.

Para a fiação do sistema (ou seja, para o barramento), pode-se utilizar qualquer tipo de cabo triplo com bitola adequada. No caso de ambientes domésticos normais, não é necessário blindar esse cabo; mas nada impede que seja usado um modelo de áudio com dois núcleos (estéreo), com a blindagem ligada à terra.

O último conselho diz respeito às entradas não utilizadas dos integrados CMOS. Na placa da estação principal, por exemplo, o pino 3 de IC6 deve ficar conectado à terra ou ao positivo da alimentação; embora para o sistema isto não faça diferença alguma, entradas em aberto poderão sobreaquecer o integrado. O mesmo vale para as entradas de alarme, na estação correspondente: se apenas uma delas for utilizada, a outra deverá ficar obrigatoriamente aterrada; caso fique "flutuando", poderá suscitar alarmes falsos.

Encerrando a série sobre o codificador de voz com 10 canais, este artigo dá os subsídios práticos necessários para sua plena utilização. Para começar, o autor faz uma revisão no ajuste inicial do circuito

Usando o Vocoder Elektor

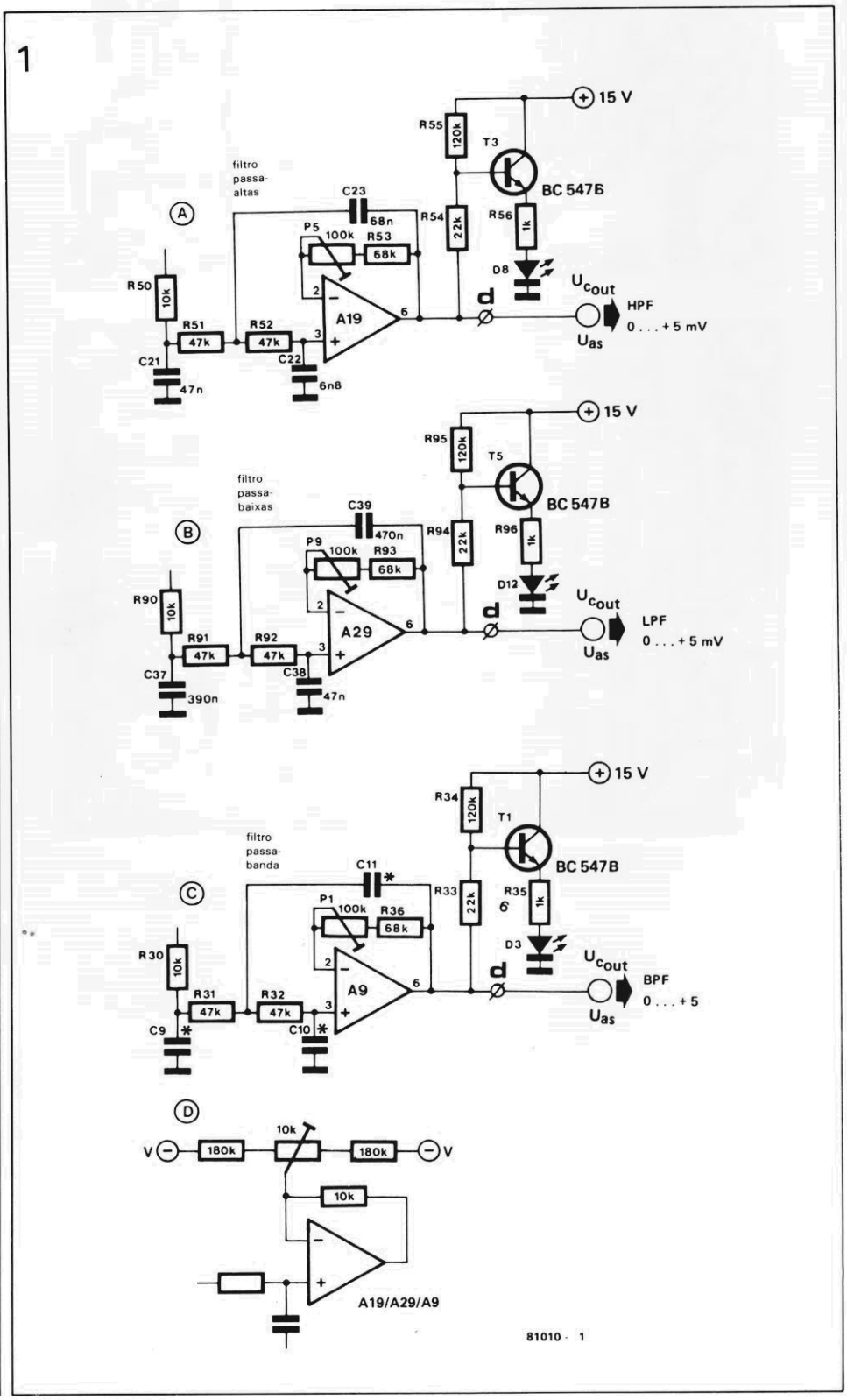
F. Visser

Cada canal do *vocoder* dispõe de três trimpots de ajuste. Dois deles visam eliminar o "vazamento" dos sinais de voz e portadora para a saída do codificador; o terceiro tem a função de estabelecer a faixa dinâmica do circuito gerador das tensões de controle (na seção analisadora, onde os sinais de áudio são divididos em pequenas faixas e convertidos em tensões CC de controle). Isto é muito importante para que o circuito responda a uma ampla gama de níveis dos sinais de entrada e reproduza os sons da fala tão fielmente quanto possível.

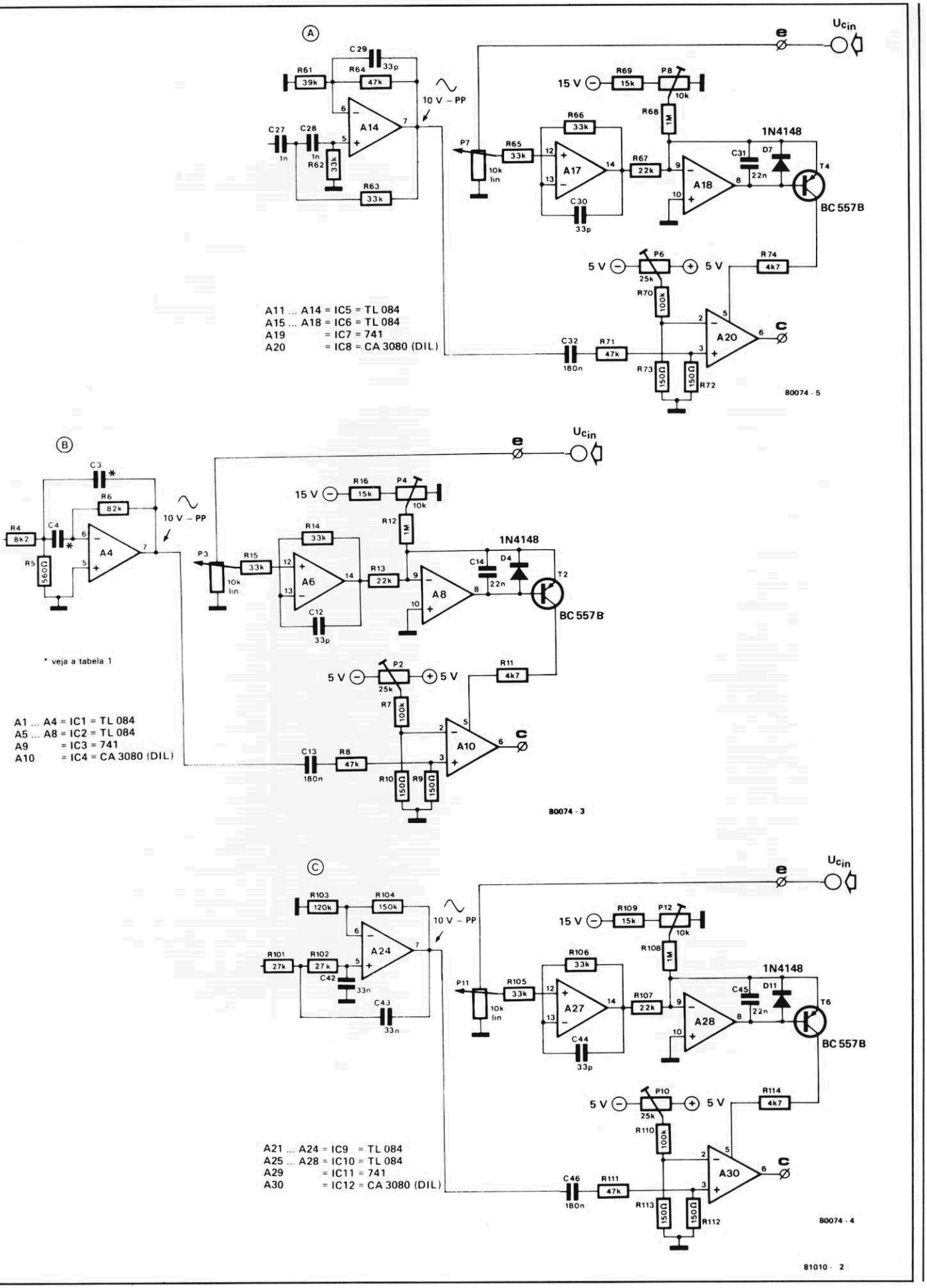
Convém salientar, de passagem, que essa elevada "fidelidade" pode provocar um efeito colateral indesejável, quando o *vocoder* estiver sendo utilizado em execuções ao vivo — onde costuma haver um alto grau de interferência. Nesses casos, o circuito irá analisar e sintetizar todo o conjunto do som, produzindo uma cacofonia desastrosa. Mas adiante, neste mesmo artigo, vamos sugerir métodos para suprimir esses efeitos colaterais. Por enquanto, é melhor nos concentrarmos em ajustar adequadamente nosso *vocoder*.

A melhor maneira de começar consiste em calibrar os potenciômetros P1, P5 e P9 os filtros passa-banda, passa-altas e passa-baixas, respectivamente. Esses trimpots compensam os *offsets* (deslocamentos) de saída dos filtros que vêm após os retificadores, na seção analisadora. Isto tem o efeito de determinar, em grande escala, a faixa dinâmica do *vocoder*.
O *offset* mencionado não deve exceder 5 mV; caso esse valor não possa ser atingido, será recomendável alterar ligeiramente a compensação de *offset*, como se vê na figura 1. No Projeto original estava prevista a utilização de operacionais HA 4741 no lugar dos TL 084, justamente pelo fato de exibirem um *offset* inferior a estes; infelizmente, porém, eles mostraram-se de difícil obtenção (especialmente no Brasil) e bem mais caros. Feita a alteração sugerida e ligados todos os barramentos U_{out} aos U_{in}, fica eliminado o perigo

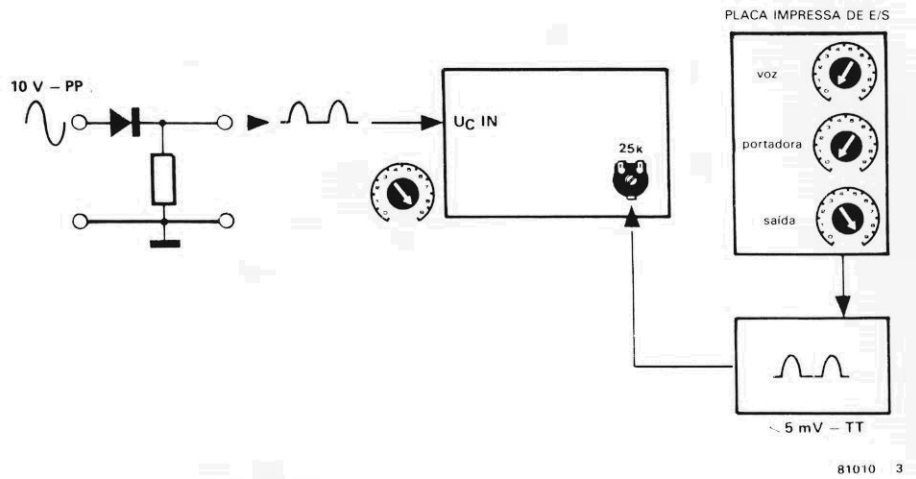
1



2


A
C29 33p
R61 39k
R64 47k
A14
10 V – PP
C27 1n
C28 1n
R62 33k
R63 33k
P7 10k lin
R65 33k
R66 33k
A17
C30 33p
R67 22k
R68 1M
R69 15k
P8 10k
15 V
A18
C31 22n
D7 1N4148
T4 BC 557B
e
Ucin
5 V
P6 25k
5 V
R74 4k7
R70 100k
A20
c
C32 180n
R71 47k
R73 150Ω
R72 150Ω
A11 ... A14 = IC5 = TL 084
A15 ... A18 = IC6 = TL 084
A19 = IC7 = 741
A20 = IC8 = CA 3080 (DIL)
80074 - 5
B
C3 *
R6 82k
R4 8k2
C4 *
R5 560Ω
A4
10 V – PP
P3 10k lin
R15 33k
R14 33k
A6
C12 33p
R13 22k
R12 1M
R16 15k
P4 10k
15 V
A8
C14 22n
D4 1N4148
T2 BC 557B
e
Ucin
5 V
P2 25k
5 V
R11 4k7
R7 100k
A10
c
C13 180n
R8 47k
R10 150Ω
R9 150Ω
* veja a tabela 1
A1 ... A4 = IC1 = TL 084
A5 ... A8 = IC2 = TL 084
A9 = IC3 = 741
A10 = IC4 = CA 3080 (DIL)
80074 - 3
C
R103 120k
R104 150k
A24
10 V – PP
R101 27k
R102 27k
C42 33n
C43 33n
P11 10k lin
R105 33k
R106 33k
A27
C44 33p
R107 22k
R108 1M
R109 15k
P12 10k
15 V
A28
C45 22n
D11 1N4148
T6 BC 557B
e
Ucin
5 V
P10 25k
5 V
R114 4k7
R110 100k
A30
c
C46 180n
R111 47k
R113 150Ω
R112 150Ω
A21 ... A24 = IC9 = TL 084
A25 ... A28 = IC10 = TL 084
A29 = IC11 = 741
A30 = IC12 = CA 3080 (DIL)
80074 - 4
81010 - 2

3



de que tensões indesejáveis de *offset* acionem os operacionais de transcondutância, na seção sintetizadora (ou de que sejam cortados, caso o *offset* seja negativo).

O comportamento dinâmico do *offset* é também determinado por outro ajuste: o ponto de corte dos operacionais de transcondutância (CA 3080), que resulta melhor com o auxílio de um osciloscópio ou um milivoltímetro CA. Um oscilador senoidal é tão acoplado à entrada de portadora e sintonizado nas frequências dos sucessivos filtros, na seção sintetizadora. A tensão do sinal deve ser fixada em 10 Vpp, medida no pino 7 de A4, A14 e A24; o potenciômetro U, do painel frontal, fica totalmente girado para a direita. O osciloscópio ou milivoltímetro pode ser agora usado para checar a saída de A10, A20 ou A30. Quanto aos trimpots P4, P8 e P12 (veja a figura 2), seu ponto de ajuste deve coincidir exatamente com o ponto em que o sinal deixa de cair.

É preciso, por fim, minimizar o "vazamento" da entrada de controle para a saída de áudio dos operacionais de transcondutância. Na prática, constuma ser impossível eliminar totalmente esse efeito, mas sempre vale a pena tentar (mesmo substituindo os próprios operacionais, se necessário) — uma vez que a presença do sinal de fala na saída do sistema afeta seriamente o desempenho global.

A figura 3 mostra a implementação exigida por esse tipo de ajuste; feito isto, basta calibrar P2, P6 e P10 até se obter o mínimo "vazamento" possível. Os melhores resultados são conseguidos quando o vazamento da senóide monofásica retificada, aplicada às entradas de fala, não se mostra maior que 5 mVpp na saída do *vocoder*. Não que seja um valor fácil de obter: os projetistas chegaram à conclusão de que apenas 20% dos operacionais de transcondutância chegam a tal perfeição.

Se o osciloscópio e o oscilador estiverem à mão, é uma boa idéia verificar também a faixa de passagem e o ganho dos filtros. Isto porque qualquer desvio em relação aos valores nominais desses parâmetros pode conduzir a uma coloração indesejável. Se forem adotados, no entanto, componentes de boa qualidade (e montados nas posições corretas), tal desvio chega a ser desprezível.

Como utilizar o vocoder

Estando o codificador em ordem, perfeitamente calibrado, resta saber como utilizá-lo, tirando máximo proveito de suas possibilidades. Uma de suas aplicações mais comuns, é a do "processador de voz", muito explorada pelos conjuntos de música pop de todo o mundo; nesse caso, a voz de um ou mais membros do grupo é passada para algum instrumento musical, tal como um sintetizador. Nem sempre, porém, essa combinação é feita com o devido critério: de fato, se a altura escolhida para a melodia for elevada demais, o resultado poderá ser um emaranhado incompreensível de palavras.

Como havíamos comentado em uma etapa anterior desta série, é importante que o espectro de frequência da portadora coincida com o da fala; assim, se a portadora for constituída quase que exclusivamente por componentes de alta frequência e o sinal de modulação (a voz, no caso) estiver situado em uma faixa inferior de frequência, somente as harmônicas superiores da fala ficarão sobrepostas ao sinal portador, como se vê na figura 4. Além disso, a voz feminina não é apropriada como sinal de modulação para *vocoders* clássicos, com um número reduzido de canais.

O codificador Elektor tem a vantagem de oferecer uma solução razoável para o problema dos espectros do analisador a canais situados um ou dois degraus acima, no espectro, ao invés de enviá-las ao canal sintetizador correspondente, desloca-se a informação espectral também para cima, para uma faixa que englobe as frequências superiores da portadora. Essa técnica, conhecida como "descolocamento deformantes", será abordada em detalhes mais à frente, neste mesmo artigo.

Além da possibilidade do processador de voz, existem muitas formas de sobrepor sons a diferentes tipos de sinais portadores. Em qualquer aplicação, contudo, a melhor maneira de se familiarizar com o *vocoder* é realizar experimentos sistemáticos, empregando um microfone e um simples gerador dente-de-serra ou de pulsos.

O microfone

O melhor conselho que podemos dar é não economizar neste ponto, dando preferência a microfones de alta qualidade; de fato, quando mais o espectro de modulação estiver isento de coloração, tanto melhor será o resultado final. Mas como nem todos têm acesso a microfones profissionais, poderão vir a calhar

algumas dicas de como obter resultados quase tão bons, com modelos apenas razoáveis.

Em primeiro lugar, submeter o microfone a um tratamento de pré-ênfase pode se revelar um solução salvadora; ele consiste, em poucas palavras, na enfatização ou atenuação de certas frequências, onde for necessário, por intermédio de controles de tonalidade ou filtros separados.

Uma das correções mais importantes envolve atenuar a faixa de baixas frequências. É difícil, porém, fornecer valores preciosos para tal correção, já que depende do tipo de microfone utilizado e da distância entre ele e a boca do locutor ou cantor; quanto mais próximo for colocado o microfone, tanto maior será o nível dos graves que irão alcançar o analisador — sem falar o som das consoantes explosivas (p. e. etc.).

Algumas vezes, dependendo do espectro de baixa frequência dos sinais portadores, será aconselhável reforçar ou atenuar a gama dos agudos. Como regra geral, um controle de tonalidade tipo Baxandall, exibindo uma frequência de transição ao redor de 1 kHz, é a melhor solução.

A portadora

Muitas fontes sonoras podem fornecer um bom sinal portador, mas um simples gerador de funções, com uma gama de controle situada entre 20 Hz e 1 kHz, é o ideal para os primeiros testes. As melhores formas de onda para esses experimentos são as triangulares, quadradas, dente-de-serra e pulsiformes; caso você não tenha nenhum desses aparelhos à disposição, sempre pode montar um, a partir de um dos vários projetos publicados em Elektor.

A monitoração dos resultados

Fones de ouvido são a melhor ferramenta para se julgar os resultados dos experimentos realizados. O codificador também pode ser usado para excitar um amplificador de áudio com alto-falantes, mas os fones ainda são preferíveis, por evitarem os problemas de realimentação acústica.

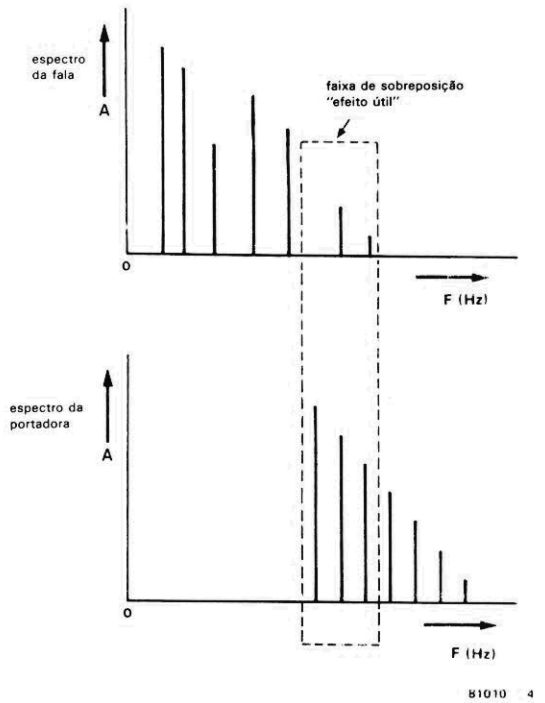
Alguns exemplos básicos

Conectados o microfone, o gerador e os fones (figura 5), pode-se dar início aos primeiros experimentos. Se você não quiser cair no lugar-comum de frases como "um, dois, três, testando", será melhor ter um texto já preparado à sua frente. A experiência nos ensinou que nem todos têm o poder da oratória nesses momentos...

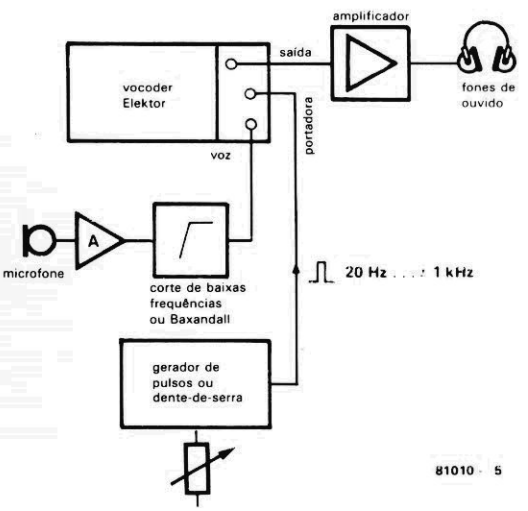
A frequência do gerador deve ser fixada em torno de 50/60 Hz, utilizando-se uma forma de onda pulsada; o resultado será uma voz sintetizada bastante clara e ressonante. Mantendo a frequência inalterada, o som resultante vai parecer com o "efeito Cylon" — ou seja, como a voz dos Cylons, criaturas robotizadas que são personagens da telessérie "Galactica: astronave". Os produtores da série realmente utilizaram *vocoders* para criar as vozes desses robôs.

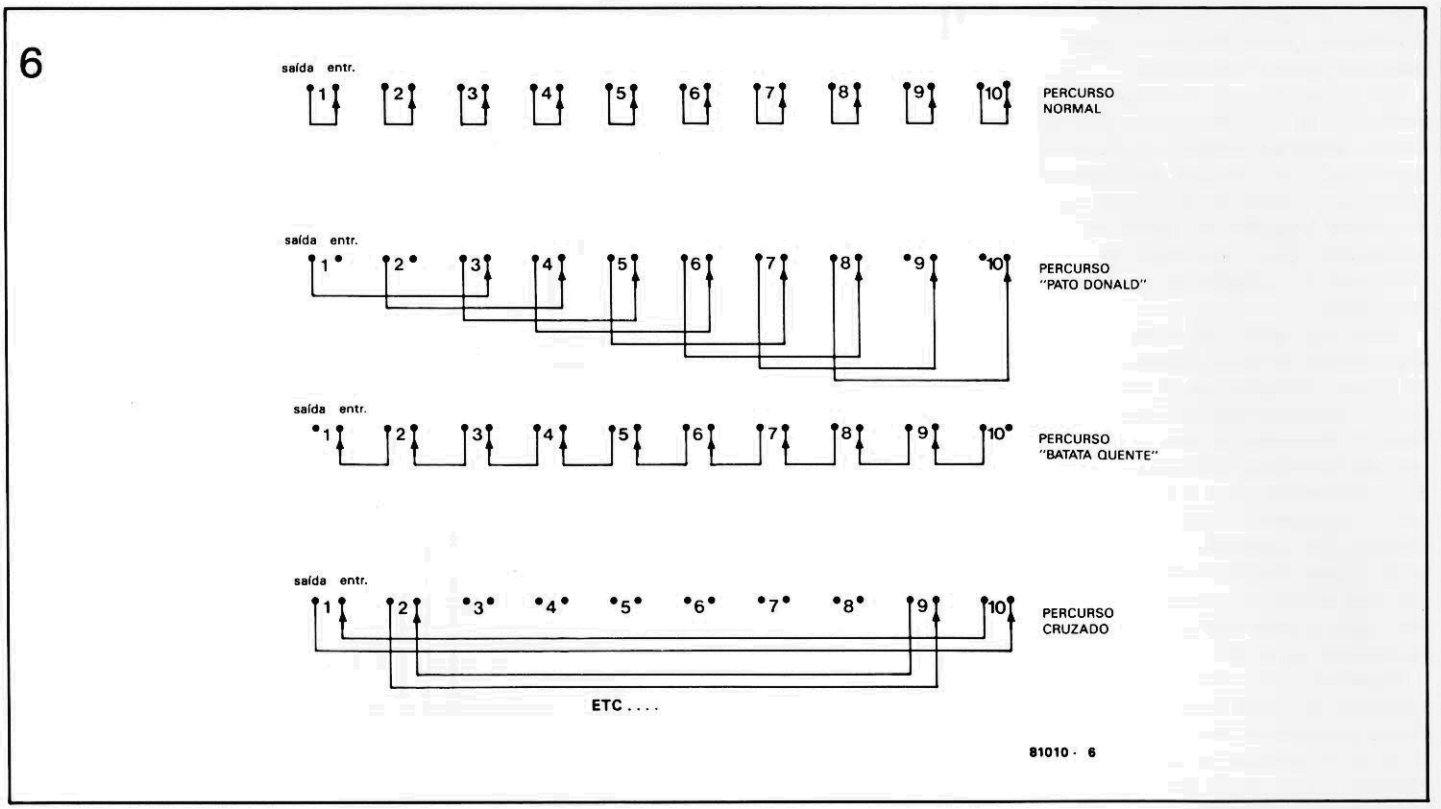
Elevando a frequência da portadora, enquanto se continua a falar, a voz sintetizada pode ser alterada em altura (isto é, na sua frequência fundamental). Ela começa

4



5





a se tornar menos inteligível acima de 500/600 Hz, devido à discrepância entre os espectros, como já explicamos. É preciso deixar bem claro, aliás, que a altura do produto sintetizado vai depender exclusivamente da altura da própria portadora, como demonstra o teste seguinte.

Primeiramente, a frequência é fixada em um valor baixo (100 Hz, por exemplo) e em seguida passa-se a cantar para alterar a altura da voz; fixa imediatamente evidente que o timbre final é modificado, como se um filtro passa-banda houvesse sido incluído no circuito, mas que a frequência fundamental permanece inalterada. Isto acontece justamente porque o gerador está ajustado para uma frequência fixa. Essa característica do *vocoder*, porém, costuma ser uma fonte de mal-entendidos; basta considerar o fato de que ele é sistematicamente comparado a harmonizadores ou a deslocadores de altura — equipamentos usados para deslocar a frequência fundamental e o espectro da fala ou da música.

Se a mesma inteligibilidade for desejada nas altas frequências, existe a possibilidade de utilizar o "deslocamento de formantes". O modelo da Elektor é um dos poucos do mercado profissional a oferecer esse interessante recurso, que consiste literalmente em deslocar a informação de inteligibilidade para uma faixa inferior ou superior de frequências. Acoplando então as tensões do analisador com as entradas dos filtros sintetizadores que não exibem a mesma f_o, as formantes medidas são transportadas para outro ponto do espectro.

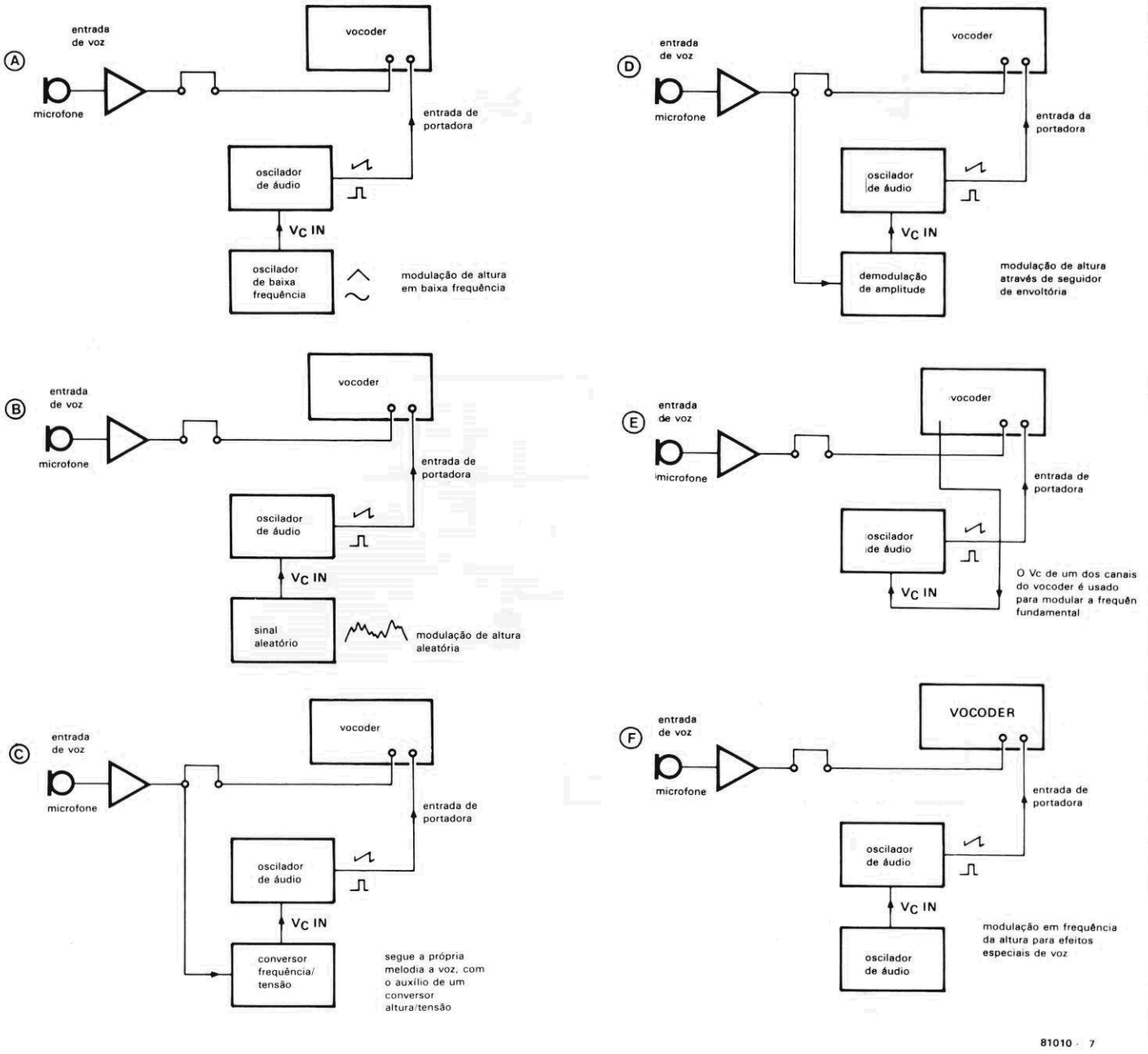
Assim, por exemplo, se a voz na entrada de fala estiver muito abaixo da frequência fundamental da portadora, o resultado pode se tornar mais inteligível deslocando-se as formantes para uma porção superior do espectro. A "voz" sintetizada surge assim mais clara e, ao mesmo tempo, assume uma característica inteiramente diferente. Esse fenômeno também pode ser aproveitado, com grande sucesso, para gerar vozes artificiais das mais estranhas. Quanto mais o espectro do analisador é deslocado para cima, mais a voz resultante vai soar como a do Pato Donald. Mas se esse espectro for movido para baixo, o locutor irá falar com a famosa voz de "batata quente".

Outra forma bastante interessante de manipular o sistema é pela chamada "inversão de formantes". Para obter tal efeito, é preciso fazer acoplamentos cruzados entre os canais analisadores e sintetizadores; não se surpreenda, porém, se o resultado for praticamente intelegível De fato, todos os sons transientes, tais como "k", "p", "t" e os sibilantes, ficam sobrepostos no extremo inferior do espectro da portadora, ao passo que a informação de baixa frequência do sinal de fala controla o extremo superior desse mesmo espectro. Além disso, com seria de esperar, as formantes ficam todas embaralhadas; um bom exemplo desse fenômeno é o som de "o" que aparece como se fosse "u". Apesar do resultado quase incompreensível, esse efeito pode ser útil na criação de passagens musicais complexas (veja a figura 6).

Os resultados obtidos até aqui com a sintetização de fala vão soar, sem exceção, como vozes de robôs. Isto se deve, em primeiro lugar, ao uso de um sinal pulsado como portadora: ele contém uma infinidade de harmônicas elevadas, dando origem a um som ligeiramente rascante e "mecânico". Empregando-se uma onde dente-de-serra no lugar dos pulsos, o resultado será mais "suave" — provando, assim, que a complexidade da portadora afeta o timbre do sinal. Mas existem vários outros truques para atenuar ainda mais a voz robotizada.

Ao se modular o sinal portador, digamos, com um sinal triangular ou uma senóide de baixa frequência, surge um som bem mais "humanizado". Outros tipos de modulação podem utilizar um sinal aleatório (também de baixa frequência) ou, melhor ainda, um sinal de controle derivado da frequência fundamental da fala original. Isto pode ser simulado ajustando o gerador para a faixa da voz humana e variando então manualmente sua frequência, para simular as inflexões naturais. Pela

7

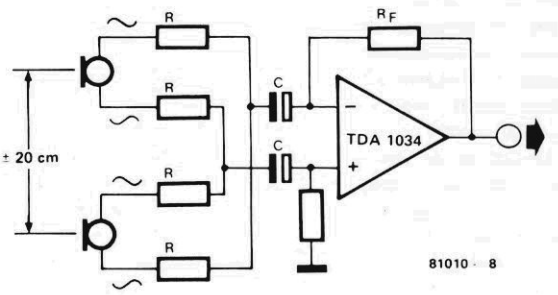


utilização de um preciso conversor frequência/tensão (também conhecido como "extrator de altura"), pode-se sintetizar uma voz das mais naturais — demonstrando que a entonação de voz é uma parte essencial da fala humana. A figura 7 reúne algumas sugestões para se obter diferentes modulações de portadora,

As consoantes surdas

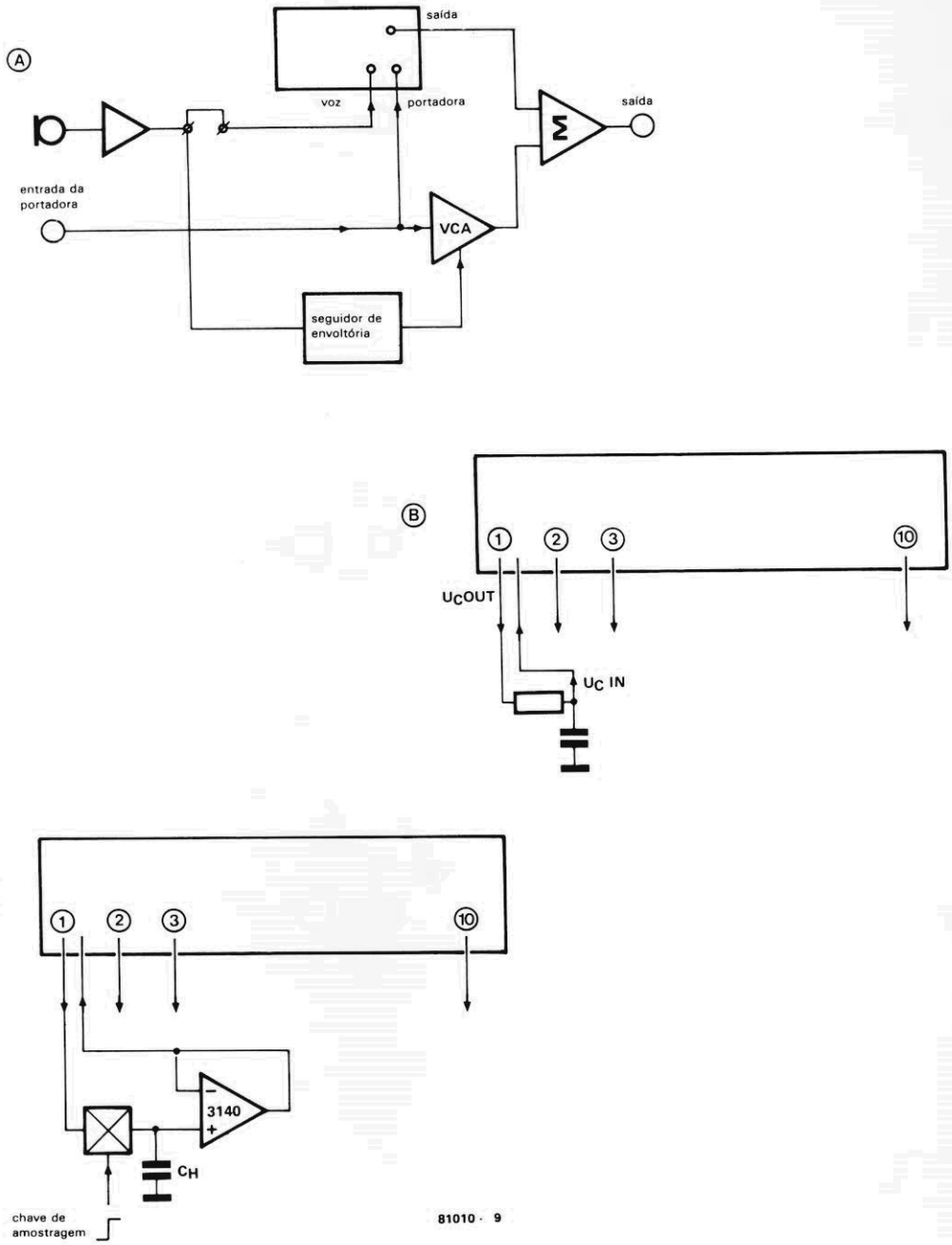
Estivemos negligenciando, até agora, as chamadas consoantes surdas (s, t, p, f, etc.), as quais não

8



9

PORTADORA AUTOMÁTICA - circuito adicional que porporciona combinação de instrumentos musicais com o sinal de voz



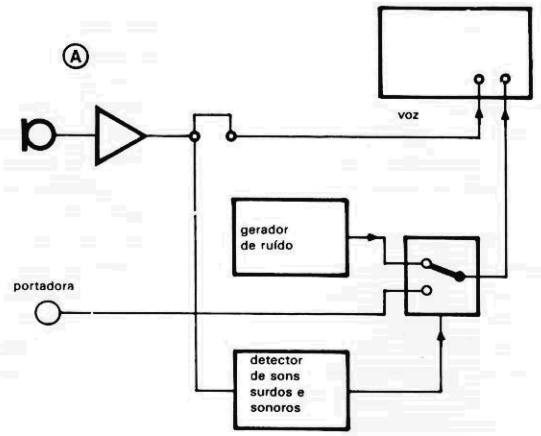
poderão ser fielmente reproduzidas pela simples adoção de pulsos ou ondas dente-de-serra como portadora. Para sintetizar esses sons, é preciso dispor de um sistema de detecção que permita o acréscimo de um sinal de ruído a portadora, nos momentos adequados. Isso pode ser resolvido de forma profissional pelo Detector de Sons Surdos e Sonoros, visto na última edição; mas o *vocoder* Elektor previu também um paliativo para o problema, visando aqueles montadores que não pensam em acrescentar, por enquanto, esse circuito aos seus aparelhos.

Ele utiliza um expediente dos mais engenhosos, concebido originalmente pelo inglês Harald Bode, um dos pioneiros na confecção e comercialização de *vocoder* na Europa. Bode inventou uma espécie de "desvio" para altas frequências, a partir da seção analisadora; no caso específico do codificador Elektor, isto foi implementado através do potenciômetro P17, no filtro passa-altas — o qual contém a gama de altas frequências do espectro da fala, onde é produzida a maioria dos sons surdos. Adicionando esse sinal diretamente à saída do sistema, pode-se obter um sinal de "fala" razoavelmente completo.

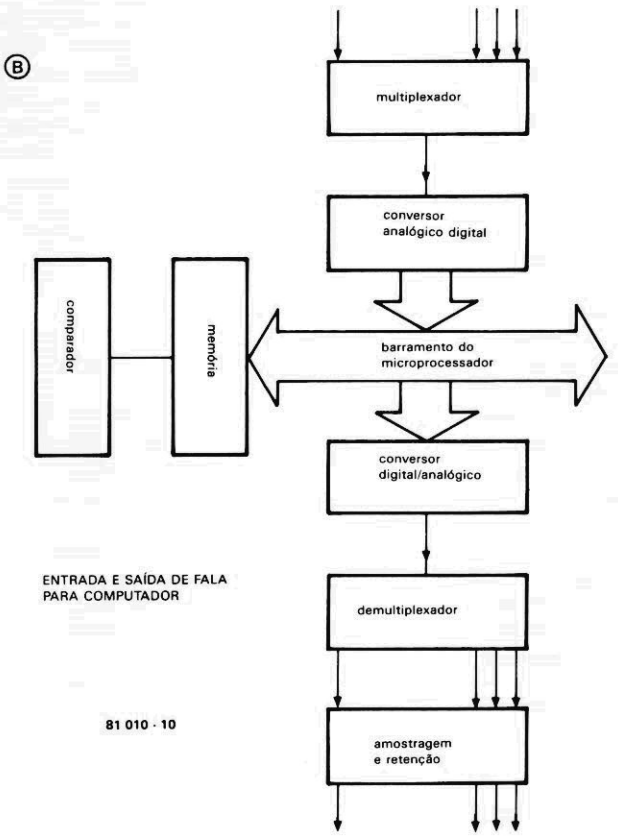
De qualquer forma, vale a pena ouvir os sons surdos reproduzidos por sinais pulsados ou dente-de-serra como portadoras. Gerando sons explosivos e sibilantes no microfone, enquanto se comuta o gerador para as várias formas de onda disponíveis (triângular, quadrada, dente-de-serra e pulsos), tem-se uma boa idéia de quão importante é dispor de uma portadora com amplo espectro para os sons do tipo surdo.

Assim sendo, ao se utilizar uma onda triangular, que apenas

10



GERANDO SONS SURDOS



ENTRADA E SAÍDA DE FALA
PARA COMPUTADOR

81 010 - 10

harmônicas pares, o resultado será bastante pobre; o sinal pulsado, por outro lado, contém todas as harmônicas, irá poduzir algo remotamente parecido com um "s" ou um "f". O recurso de assobiar ao microfone, tendo uma frequência pulsada fixa como portadora, também pode demonstrar o elevado nível de energia que esse sinal possui nos agudos.

O Vocoder para músicos

Embora possam parecer simples demais, os experimentos sugeridos até aqui serviram para ressaltar a operação básica do *vocoder*. Assim que o usuário sentir que entende perfeitamente o que está acontecendo, a variedade de aplicações será limitada apenas pela sua própria imaginação. No campo das aplicações musicais, o aparelho deverá ficar restrito aos instrumentos de cordas e teclados; afinal de contas, dificilmente poderíamos esperar que um saxofonista toque e cante ao mesmo tempo...

Os guitarristas logo vão descobrir que, com muita frequência, a faixa dinâmica de seus instrumentos não é suficientemente ampla para produzir sons articulados claros ou inteligíveis. Dependendo do resultado que desejarem obter, será aconselhável que liguem um pedal

de efeitos entre a guitarra e a entrada de portadora do *vocoder*, através do qual seja possível adicionar componentes de alta frequência ao som original. Isto pode ser conseguido por meio de *phasers-flangers*, distorcedores e outros dispositivos da mesma categoria.

Também pode se revelar produtivo acoplar a guitarra à entrada de fala do aparelho, enquanto se utiliza um órgão, um quarteto de cordas ou um sintetizador como sinal portador; isto vai exigir, é claro, uma perfeita coordenação entre os vários músicos. Acordes ou mesmo uma melodia podem ser tocados no instrumento de teclado, enquanto a guitarra é usada para executar outra melodia ou uma sequência rítmica — monofônica, de preferência, sem acordes. Os sons gerados terão a envoltória e algumas das características espectrais da guitarra. Mas nada impede que outros instrumento musicais sejam combinados da mesma forma; o que dissemos para a guitarra também vale, por exemplo, para pianos eletrônicos — inclusive a utilização de um circuito intermediário de efeitos.

Organistas e "pilotos" de sintetizadores têm mais sorte. De fato, um dos melhores efeitos que pode ser produzido na maioria dos instrumentos de teclado é o dos graves, criando sons explosivos no microfone e deixando-os decair naturalmente. Com alguma prática, é possível imitar certos instrumentos de sopro, como a tuba, por exemplo. Os sintetizadores eletrônicos oferecem uma ampla gama de possibilidades; além de gerar sons portadores, eles podem ser usados para fornecer sinais que controle, diretamente as entradas da seção sintetizadora do *vocoder*; ademais, as saídas da seção analisadora podem controlar diversas unidades. de um sintetizador modular.

O vocoder em apresentações ao vivo

Quando o *vocoder* é utilizado no palco, durante um concerto, existem alguns aspectos que precisam ser considerados com todo o cuidado. De fato, há duas características desse aparelho que podem transformar a apresentação em uma verdadeira catástrofe.

Temos, antes de mais nada, sua sensibilidade ou "fidelidade", de que falamos anteriormente. Como acontece com vários outros sistemas ou dispositivos, deverá ser encontrada uma solução de compromisso, tendo em mente que um *vocoder* com uma grande faixa dinâmica pode provocar o caos em ambientes com muito barulho. Isto porque ele não faz distinção entre o que "ouve" e o que queremos que ele ouça; tudo o que entra no estágio analisador é processado pela maneira convencional e surge sintetizado na saída do sistema. Quem já presenciou um caso desses sabe como o resultado pode ser desastroso.

Existem apenas dois métodos para suprimir essa sensibilidade a sons indesejáveis: utilizar um microfone altamente direcional e bastante próximo da boca do músico, ou então dois microfones em antifase; este último método está ilustrado na figura 8. Quando dois microfones idênticos são ligados dessa forma, o importante é falar ou cantar em frente a um deles, tão próximo quanto possível do mesmo. São indispensáveis, nesse caso, o protetor contra sons explosivos e um filtro atenuador de graves. Outra vantagem desse método está na sensível redução da realimentação acústica, já que a sensibilidade à realimentação parece ser outro problema dos *vocoders*, como resultado de defasagens em faixas onde os filtros sintetizadores se sobrepõem.

O vocoder no estúdio

As precauções citadas para se evitar os incômodos efeitos colaterais não têm tanta importância, como é óbvio, nos estúdios de gravação, podendo ser até totalmente desnecessárias. Na verdade, o *vocoder* é um instrumento próprio para estúdio, desde que algumas premissas sejam respeitadas — particularmente quando lidamos com gravações já existentes. Ele não pode ser considerado, para começar, como uma máquina milagrosa, com um "controle de talento" ou um "filtro de sucesso", mas algo que precisamos aprender a usar, de preferência nos estágios iniciais de um processo de gravação. Se a "codificação" for adiada para quando todo o material estiver registrado nas várias pistas de um gravador, poderá acontecer de o mesmo não ter um espectro perfeitamente adequado e de a sincronização entre os sinais de voz e da portadora não ser suficiente.

O problema, nos estúdios profissionais, é que o tempo sempre é dinheiro e o produtor pode mostrar impaciência se o *vocoder* não fornecer os resultados esperados de imediato. Assim, o processo é adiado até o estágio final de "mixagem", onde é bem mais difícil obter o efeito desejado. Felizmente, parece que um número crescente de técnicos está começando a compreender que o *vocoder* tem que ser tocado, como qualquer outro instrumento e que aprender como tocá-lo pode levar algum tempo.

Concluindo, a figura 9 fornece alguns exemplos em que o codificador de voz pode desempenhar um papel interessante, especialmente com a disponibilidade de outros aparelhos de controle de tensão. E a figura 10 dá sugestões de dipositvos periféricos que podem torná-lo mais versátil, incluindo o detector de sons surdos e sonoros. ■

A medição profissional do som

O som não é apenas música e outras sensações agradáveis; ele também assume a forma do ruído, manifestação que nos desagrada e pode até comprometer nossa audição. Neste artigo foram reunidas algumas informações básicas sobre a natureza do som e as técnicas empregadas pelos profissionais que combatem o ruído.

O som é parte tão comum da vida diária, que raramente consideramos todos os seus aspectos. Ele nos permite experiências agradáveis, como ouvir música ou o canto dos pássaros. Possibilita-nos a comunicação falada com amigos e familiares. Mas o som nos alerta ou previne em muitas circunstâncias: o tintilar do telefone, uma batida à porta ou o toque agressivo de uma sirene. E até nos permite fazer avaliações de qualidade e diagnósticos — através do bater das válvulas de um carro, o chiado de uma roda, um sopro no coração, um problema no pulmão, etc.

Contudo, com muita frequência, na sociedade moderna, o som nos incomoda. Muitos sons são desagradáveis ou indesejados — nós os chamamos, por isso, de ruído. Entretanto, o quanto um ruído incomoda não depende só de suas qualidades, mas também de nossa atitude frente a ele. Para os engenheiros de projeto, o som na decolagem de um avião a jato pode ser música (não estamos falando do Concorde, é claro), mas será nada mais que um estrondo para quem mora nas proximidades do aeroporto.

Mas o som não precisa ser de nível elevado para ser incômodo. Um assoalho rangendo, uma falha num disco também incomodam bastante. E o que é pior, o som pode causar danos e destruição: uma onda sônica pode destruir vidraças ou quebrar o reboco das paredes. O caso mais infeliz se dá quando o som danifica o próprio ouvido humano.

Por quê medir o som?

São muitos os benefícios obtidos com as medições sonoras. Os dados até então reunidos têm sido essenciais na melhoria acústica dos prédios e dos alto-falantes, por exemplo, aumentando dessa forma nossa apreciação da música, tanto em salas de conserto como em casa.

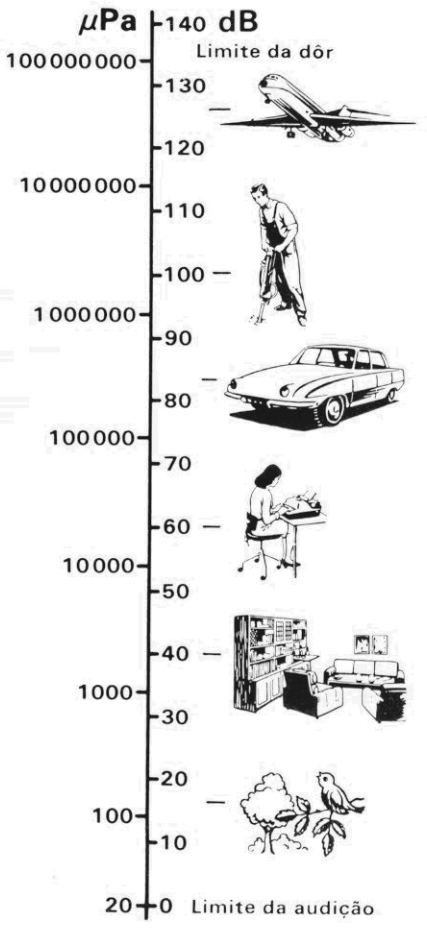
As medições do som permitem análises precisas e científicas de ruídos incômodos. Todavia, devemos lembrar que, devido às diferenças fisiológicas entre as pessoas, o grau de incômodo não poder ser cientificamente mensurado para cada um; entretanto, tais medições nos fornecem um meio objetivo de comparação.

As medições sonoras indicam claramente quando um som pode causar danos à audição, permitindo que sejam tomadas medidas corretivas. O teste audiométrico, além disso, permite avaliar a sensibilidade dos ouvidos de cada pessoa, fator essencial nos programas de proteção auditiva.

O que é o som, exatamente?

O som é definido como qualquer variação de pressão (seja no ar, na água ou em qualquer outro meio) que

1



o ouvido é capaz de detectar. O número de variações de pressão por segundo recebe o nome de **frequência** do som, sendo medida em ciclo por segundo ou hertz (Hz). A faixa da audição humana se estende aproximadamente de 20 Hz a 20 kHz; em termos de comparação, a variação entre as notas mais alta e mais baixa de um piano cobre 27,5 Hz a 4188 Hz.

Conhecendo a velocidade e a frequência do som, podemos calcular seu comprimento de onda — isto é, a distância física, no ar, entre um pico de onda e o seguinte. Temos então a seguinte relação:

comprimento de onda = velocidade/frequência

Para 20 Hz, essa relação fornece um resultado de 17 metros, enquanto para 20 kHz ela resulta apenas em 1,7 cm.

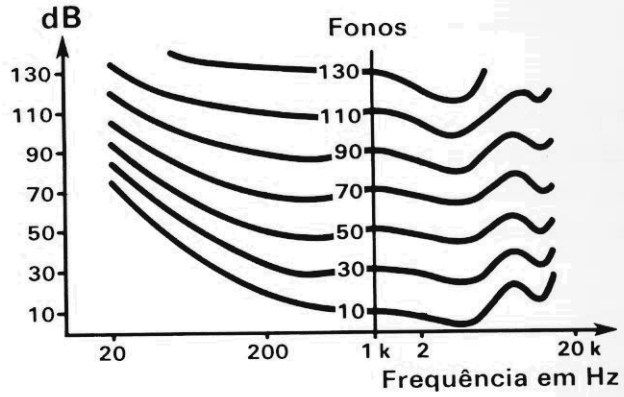
O decibel (dB)

O som mais fraco que o ouvido humano pode detectar (sem levar em conta a vida em cidades com elevada poluição sonora) é 20 milionésimos de um Pascal (ou μPa é tão diminuta, que causa na membrana do ouvido uma deflexão menor que o diâmetro do átomo simples. Mas ele pode tolerar pressões até um milhão de vezes mais altas; assim, se tivéssemos que medir em pascais, os números envolvidos chegariam a ser elevados demais. Para evitar esse problema, outra escala foi inventada — a do decibel.

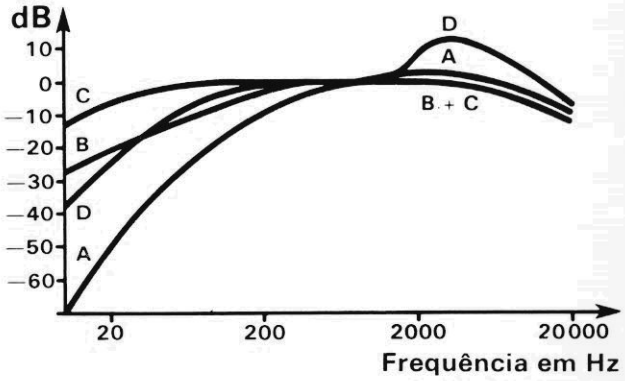
Essa escala utiliza o limiar da audição de 20 μPA como ponto de partida (ou pressão de referência) é o ponto de 0 dB. Cada vez que se multiplica por 10 a pressão sonora em Pa, adiciona-se 20 dB ao nível em decibéis, comprimindo assim os milhões de unidade da primeira escala em apenas 120 dB da segunda. Na figura 1 podemos ver os chamados níveis de pressão sonora (NPS) de vários sons familiares, tanto em dB como em Pa.

Outro aspecto útil da escala de decibéis está no fato de fornecer uma aproximação muito melhor da percepção humana de audibilidade relativa, em relação à de pascais, uma vez que o ouvido reage à porcentagem de variação de nível — o qual corresponde à escala dB, onde 1 dB é sempre a mesma variação relativa, em qualquer lugar da escala. Enquanto 1 dB é a menor variação que nós podemos ouvir, um acréscimo de 6 dB equivale a dobra o nível de pressão sonora (embora seja preciso um aumento de 10 dB para tornar o som duas vezes mais alto).

2



3



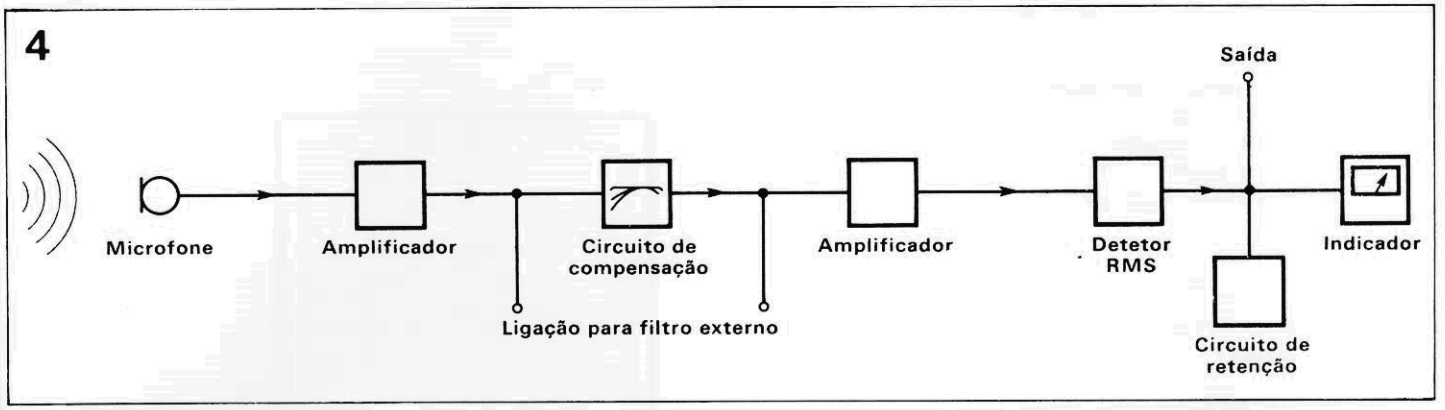
O que nós ouvimos?

O ouvido humano não igualmente sensível a todas as freqüências, demonstrando maior sensibilidade na faixa situada entre 2 e 5 kHz e cada vez menos nas frequências extremamente altas ou baixas. Isto pode ser visto na figura 2, que mostra uma família de curvas indicando o nível de pressão sonora necessário, em qualquer frequência, para se obter a mesma audibilidade aparente de um tom de 1000 Hz. Assim, por exemplo, uma frequência de 50 Hz deve ter um nível 15 dB mais elevado para fornecer a mesma audibilidade que outra de 1000 Hz, a um nível de 70 dB.

Parece relativamente simples construir um circuito eletrônico cuja sensibilidade varie com a frequência, do mesmo modo que o ouvido humano. Isto realmente foi feito e resultou em três diferentes características, padronizadas internacionalmente (figura 3); foram denominadas circuitos de compensação "A", "B" e "C".

O circuito "A" aproxima-se das curvas de igual audibilidade para baixos NPS, ao passo que o "B" destina-se a médios NPS e o "C", para os mais elevados. Hoje em dia, entretanto, somente o circuito "A" é largamente utilizado.

Quando foram necessárias informações mais detalhadas sobre um sinal complexo, a faixa de 20 Hz a 20 kHz poderá ser subdividida em seções com a largura de uma oitava ou mesmo de um terço de oitava. Isto é feito por meio de filtros eletrônicos, que rejeitam todos as freqüências que não pertencem à banda selecionada. Esse processo, onde um sinal é analisado em várias bandas de frequências, é conhecido por **análise de frequências.** Os resultados são



apresentados em um gráfico chamado de **espectrograma**.

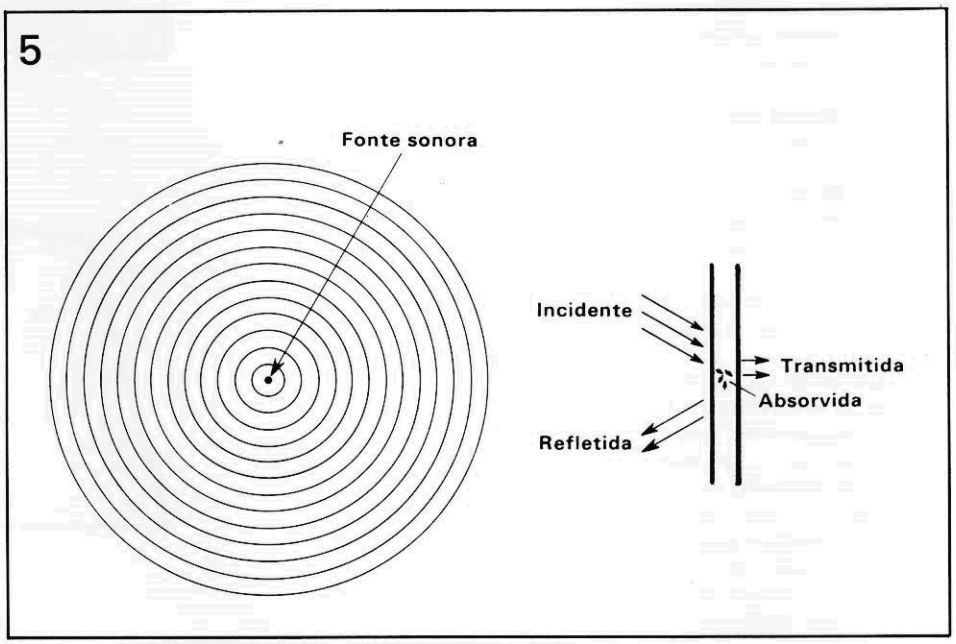
Se um determinado som tem curta duração (menos de um segundo), ele é considerado impulsivo; exemplos típicos são os ruídos de uma máquina de escrever ou os golpes de um martelo. Isso apresenta outro problema de avaliação de audibilidade, porque quanto mais curta a duração de um som, menor será a possibilidade de que o ouvido a perceba. De fato, para os sons mais breves que 70 ms, a audibilidade percebida diminui.

Isto resultou na aceitação de um circuito eletrônico normalizado, cuja sensibilidade diminui com os sons de curta duração, batizado de **circuito de característica impulsiva.** Entretanto, o risco de danos à audição não é necessariamente reduzido com sinais breves, muito embora a audibilidade caia para esses sinais. Por essa razão, alguns medidores de som incluem um circuito para medir o valor de pico do sinal, independente de sua duração.

O medidor de nível sonoro

O medidor de níveis de som é um instrumento que responde ao som aproximadamente do mesmo modo que o ouvido humano e que fornece medidas objetivas e reproduzíveis. O sinal sonoro é convertido em um sinal elétrico correspondente, através de um microfone de alta qualidade. Caso o sinal seja muito reduzido, ele deve ser amplificado antes de ser lido pelo medidor; depois do primeiro amplificador, o sinal deve passar por um dos circuitos citados de compensação (A, B, C ou D).

Uma alternativa para o circuito é o filtro de uma oitava ou 1/3 de oitava que possa ser ligado externamente. Após a amplificação adicional, o sinal terá um nível elevado o suficiente para dirigir-se ao medidor — depois que seu valor eficaz tenha sido determinado pelo detector RMS. Por fim, o valor mostrado na escala do instrumento é o próprio nível sonoro, em dB. Pode-se incluir ainda um medidor de pico, para determinar o valor máximo de sinais impulsivos, e também um circuito de retenção para "congelar" o ponteiro em sua máxima deflexão, tanto para valores eficazes como de pico (veja a figura 4).



A propagação do som

A propagação das ondas sonoras pode ser comparada com a das ondas na água. Estas se espalham uniformemente, em todas as direções, diminuindo de amplitude conforme se distanciam da fonte. No ar, quando a distância dobra, a amplitude das mesmas cai pela metade — o que corresponde a uma queda de 6 dB. Assim, se alguém se deslocar de um metro para dois metros da fonte sonora, o nível de pressão sonora cairá em 6 dB; se o deslocamento for para 4 metros, a queda será de 12 dB; para 8 metros, em 18 dB, e assim por diante.

Entretanto, isso só é verdade quando não há objetos que reflitam ou bloqueiam o caminho do som. Tais condições ideais são chamadas de **condições de campo livre.** Com um obstáculo no percurso das ondas sonoras, parte do som será refletida, outra parte, absorvida, e o restante será transmitido através do obstáculo. A proporção de som que é refletida, absorvida ou transmitida vai depender das propriedades de absorção do objeto, de seu tamanho e do comprimento de onda do próprio som (figura 5).

Em geral, o objeto deve ser maior que um comprimento de onda para perturbar significativamente o som. Exemplificando, para uma frequência de 10 kHz, o comprimento de onda é de 3,4 cm; por esse motivo, é fácil

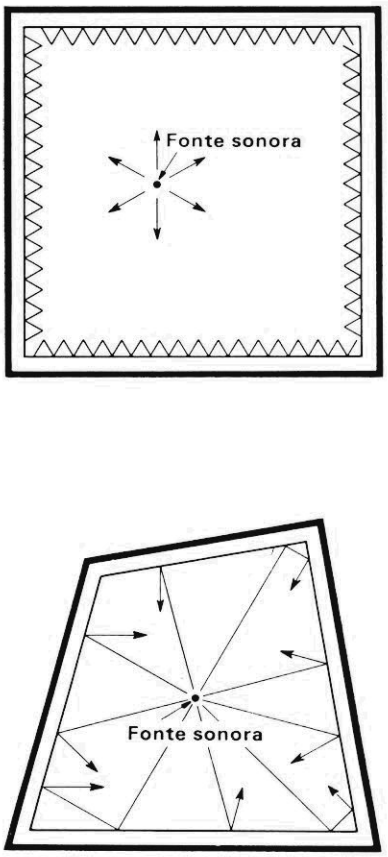
absorver e isolar o som nessa parte do espectro. Já para 100 Hz, porém, o comprimento de onda é de 3,4 m e a isolação acústica torna-se bem mais difícil. Todos já notaram esse fenômeno quando há alguém tocando música numa sala ao lado; em suma, os sons graves não são facilmente bloqueáveis.

Salas de absorção e reflexão sonora

Caso seja preciso fazer medições sonoras nas condições de um campo livre, totalmente isento de objetos refletores, elas deverão ser feitas ao ar livre, no alto de um mastro; ou, então, em uma **câmara anecóica,** onde todas as paredes, além do forro e do assoalho, são revestidos com um material altamente absorvente, que elimina todas as reflexões possíveis. Desse modo, o nível de pressão sonora, em qualquer direção, a partir da fonte de ruído, pode ser medido sem a presença de reflexões interferentes.

O oposto de uma sala anecóica é a **câmara de reverberação,** onde todas as superfícies são tão duras e refletoras quanto possível e não existem superfícies paralelas entre si. Isso gera um pretenso campo de difusão, já que a energia sonora é uniformemente distribuída pela sala. Nesse tipo de ambiente, é possível medir a potência acústica total produzida pela fonte de ruído, pois o NPS é praticamente desprezível em qualquer direção, devido às reflexões (figura 6).

6



Um caso real

Na prática, a maior parte das medições é efetuada em salas que não são nem anecóicas, nem reverberantes, mas algo intermediário. Isto costuma dificultar a definição do ponto exato de medição, quando se deseja avaliar o ruído emitido por uma determinada fonte. Contudo, visando proteger a audição, as medições devem ser simplesmente tomadas na posição natural dos ouvidos do trabalhador envolvido. Nesse caso, as reflexões fazem parte do campo sonoro que se deseja medir.

Quando da determinação do ruído de uma fonte pontual, vários erros são possíveis. Em primeiro lugar, se a medição for feita muito próxima da máquina em questão, o NPS pode variar consideravelmente com pequenas mudanças de posição. Tal situação ocorre a distâncias menores que o comprimento de onda da frequência mais baixa emitida pela máquina ou a menos que duas vezes a maior dimensão da mesma — tomando-se sempre a maior das duas distâncias. Esse é o chamado **campo próximo** da máquina e medições nessa região devem ser evitadas, na medida do possível.

Outros erros podem surgir, caso a medição seja efetuada a uma distância muito grande em relação à máquina. Nesse caso, as reflexões das paredes e outros objetos poderão ser tão intensas quanto o som direto, impossibilitando a tomada de valores corretos. É o que chamamos de **campo reverberante** da máquina.

Entre esses dois campos vamos encontrar o **campo livre,** bastando observar que o nível cai em 6 dB para o dobro da distância a partir da fonte sonora. Nesse ponto deveria ser efetuada a medição; pode ocorrer, no entanto, que as condições sejam tão reverberantes ou a sala, tão pequena, a ponto de eliminar o campo livre (figura 7).

Os microfones

O microfone de medição deve ter um elevado padrão de qualidade. Em primeiro lugar, deve exibir uma resposta uniforme em frequência, ou seja, ser igualmente sensível para todo o espectro. Em segundo lugar, precisa ter a mesma sensibilidade para sons vindos de todas as direções; esta é chamada **característica omnidirecional,** sendo especialmente importante para medições em campo difuso.

Podemos ter microfones com três características distintas: incidência de campo livre, de pressão e aleatória. Os microfones de campo livre têm resposta uniforme em frequência, para a pressão sonora que existe antes que

o microfone seja introduzido no campo sonoro. É importante observar que qualquer microfone vai perturbar inevitavelmente o campo sonoro que pretende medir; o modelo de campo livre, no entanto, é projetado para compensar a perturbação provocada por sua própria presença (veja a figura 8).

O microfone de pressão, por outro lado, foi concebido para fornecer uma resposta uniforme de frequência para o NPS real, o que inclui a perturbação introduzida por ele próprio. Por fim, o microfone de incidência aleatória serve para responder de maneira uniforme aos sinais recebidos de todos os ângulos ao mesmo tempo, como nos casos de campos reverberantes ou difusos. Ao se realizar medições em campo livre, um microfone desse tipo deve ser orientado diretamente para a fonte sonora, ao passo que o de pressão deve ficar num ângulo de 90 graus em relação à fonte, para que o som chegue rasante à parte frontal do microfone.

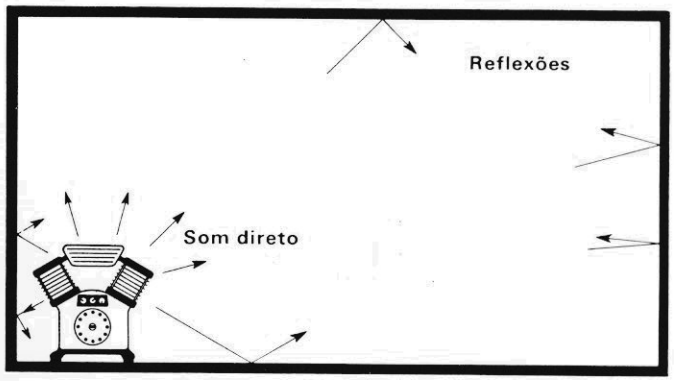
Em campos difusos ou aleatórios, o microfone deveria ser o mais omnidirecional possível. Em termos gerais, quanto menor o microfone, tanto melhor será sua característica de omnidirecionalidade; em contrapartida, os modelos menores são também menos sensíveis, podendo ser utilizados caso as medições sejam efetuadas sob condições relativamente calmas. Para contornar esse problema, pode-se acrescentar ao mais sensível microfone de campo livre (que é também o maior em tamanho) um dispositivo especial conhecido por "corretor para incidência aleatória", que o torna mais omnidirecional (figura 9).

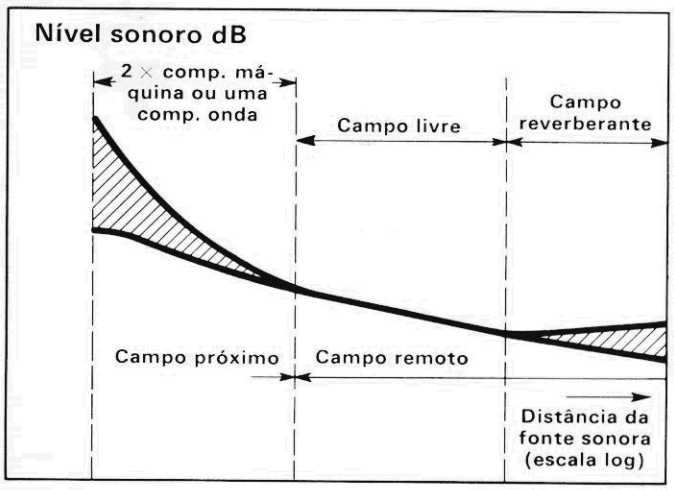
De qualquer modo, ao se medir em campos difusos, é importante lembrar que o corpo do instrumento e a presença do próprio operador podem bloquear o som vindo de certas direções e arruinar a característica ominidirecional do microfone. Assim sendo, ele deveria ser montado numa haste ou cabo de extensão, que o coloque longe do medidor e do operador.

Influências do aparelho e do operador

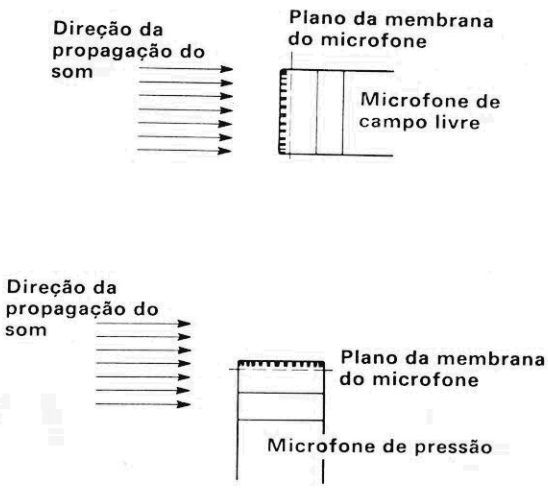
O corpo do aparelho e a presença do operador não só bloqueiam o som vindo de determinadas direções, mas podem também causar reflexões que conduzem a erros de medição (figura 10). Experiências têm mostrado que, para minimizar tais reflexões, é

7

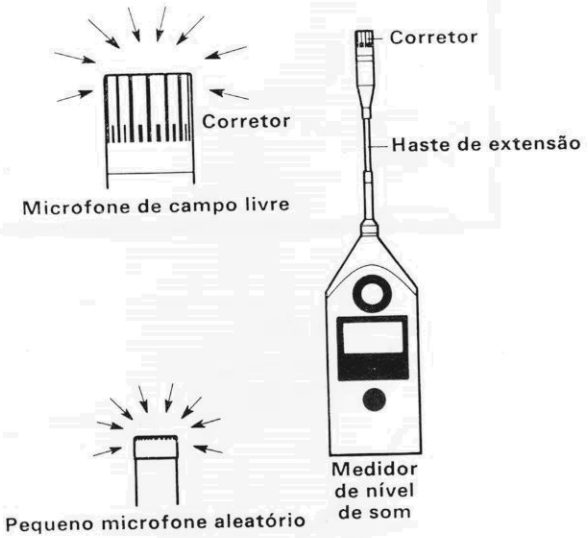




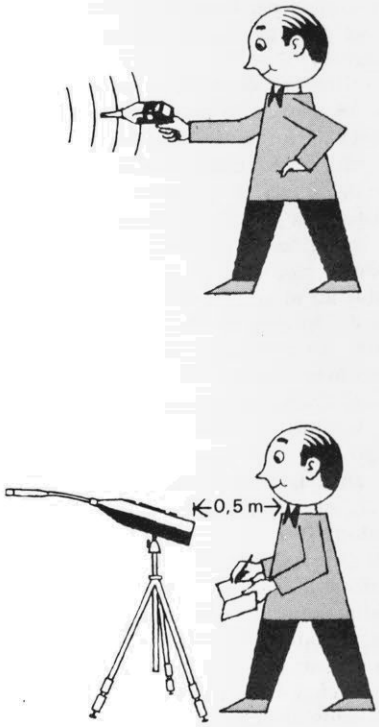
8



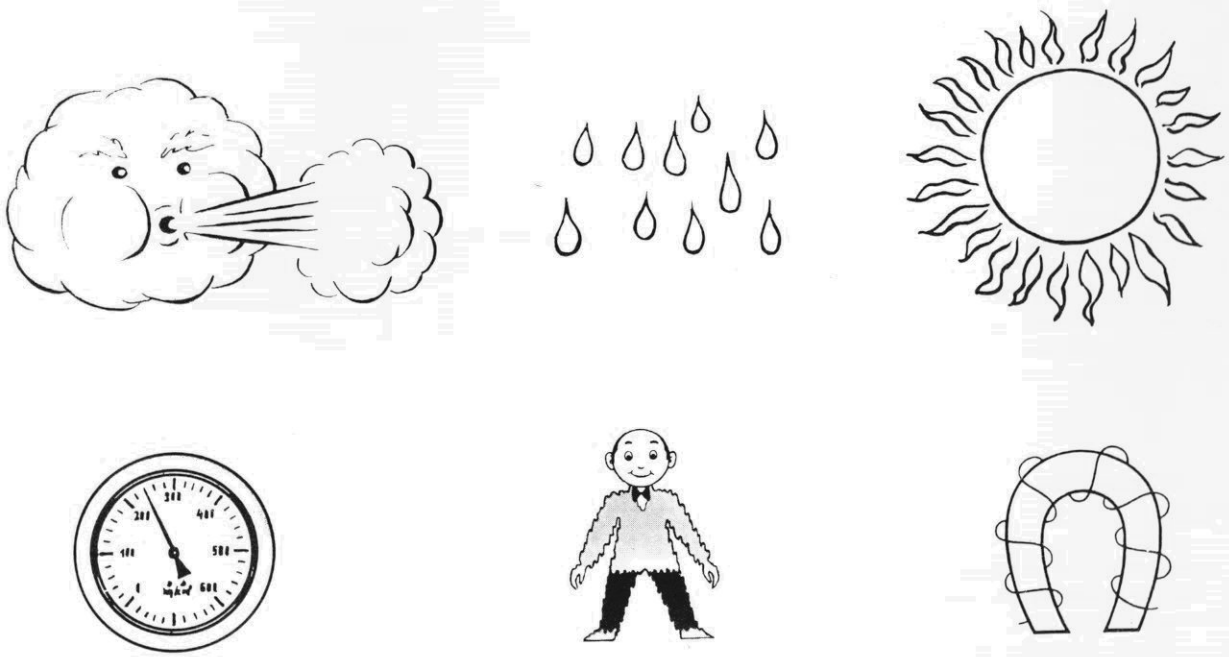
9


Corretor
Corretor
Haste de extensão
Microfone de campo livre
Pequeno microfone aleatório
Medidor de nível de som

10


0,5 m

11



suficiente que o medidor seja empunhado com os braços estendidos ou então montado num tripé, juntamente com sua haste de extensão. Para uma maior redução das reflexões provocadas pelo operador, além disso, o microfone deveria ser montado distante do medidor, através de um cabo extensor.

Subtração e adição de níveis sonoros

Outro fator que pode influenciar a exatidão das medições é o nível do ruído de fundo, comparado ao do ruído a ser medido. Para que o ruído de fundo não cubra o que será medido, este último deve estar, pelo menos, 3 dB acima do outro. Talvez seja necessário, porém, alguma correção para se obter um resultado realmente correto. Eis um procedimento típico para se medir o nível de ruído de uma máquina, sob condições de elevado ruído de fundo:

1. Medir o nível total de ruído, com a máquina funcionando
2. Medir o nível do ruído de fundo, com a máquina desligada
3. Calcular a diferença entre as duas leituras; se for inferior a 3 dB, não será possível uma medição precisa; se estiver entre 3 e 10 dB, será preciso introduzir uma correção; e se for mais que 10 dB, a correção poderá ser dispensada.

Caso os níveis de ruído de duas máquinas sejam medidos individualmente e se deseja saber qual o nível total, com ambas operando ao mesmo tempo, basta somar os dois níveis individuais. Entretanto, com a escala de decibéis não se pode somá-los diretamente, sendo necessário fazer uma correção, através de gráficos especiais.

A influência do meio ambiente

O ambiente onde se efetuam as medições também interfere com as leituras finais dos instrumentos. Eis alguns fatores comuns de influência (figura 11):

Vento — Quando o vento sopra sobre o microfone, provoca uma série de ruídos estranhos, semelhantes aos que ouvimos quando sopra em nossos ouvidos. Para minimizar esse efeito, deve-se usar um anteparo sobre o microfone sempre que o trabalho se realizar ao ar livre, formado por uma esfera de espuma porosa de poliuretano. Ele também protege o microfone contra a poeira e a chuva.

Umidade — Em termos gerais, tanto o microfone quanto o medidor não são afetados por níveis de umidade relativa superiores a 90%. De qualquer maneira, porém, devem ser tomados alguns cuidados para proteger o aparelho contra as intempéries.

Temperatura — Bons medidores devem ser projetados para operar com exatidão em faixas de temperatura que variam de -10 a +50 C. Mesmo assim, deve ser tomado todo o cuidado para evitar variações bruscas de temperatura, que poderia causar condensação no interior do microfone.

Pressão — As variações de pressão atmosférica em ±10% têm uma influência desprezível na sensibilidade do microfone (inferior a 0,2 dB).

Vibrações — Embora o microfone e o medidor sejam relativamente insensíveis, é sempre bom isolá-los contra choques e vibrações intensas; para esse fim, podem ser usadas almofadas de espuma de borracha ou qualquer outro material isolante similar.

Campos magnéticos — A influência de campos magnéticos e eletrostáticos sobre os medidores é desprezível.

12

A padronização das medidas

Toda vez que forem efetuadas medições de nível sonoro, será aconselhável consultar as recomendações das normas nacionais e internacionais (figura 12). Tais normas tratam não só das técnicas empregadas em cada tipo de medição, como também das especificações do equipamento a ser utilizado. Fornecem, portanto, procedimentos bem definidos para a realização de medições exatas e confiáveis.

Bibliografia

— *Measuring sound* — livreto da Bruel & Kjaer nº DK BR 0047-12.

Abre-te, Sésamo!

O cientista tira o fone do gancho, introduz um cartão na leitura magnética e pronuncia uma senha. Imediatamente o computador, invisível da parte externa, verifica dois dados: a exatidão da palavra-código e a autenticidade da voz que a pronunciou. "Pode entrar" - o veredito é transmitido pelo telefone, enquanto a porta se abre. A operação leva apenas algumas dezenas de segundos.

Isso acontece em Orsay, França, no Laboratório de Informática para Mecânica e Ciências de Engenharia (LIMSI) do CNRS (Centro Francês de Pesquisa Científica), especializado em reconhecimento vocal. O processo acima descrito foi desenvolvido em 1987 e chama-se SÉSAMO (Sésame). Controlado por um microcomputador comum IBM-PC, esse sistema de autenticação oferece segurança tripla: cartão com *chip*, senha e impressão vocal. Poderá dentro de alguns anos se transformar em um eficientíssimo instrumento de controle de identidade.

Nos anos 50 achava-se que o reconhecimento vocal por computador teria um avanço fulminante, pois acreditava-se que seria fácil chegar a um reconhecimento dos fonemas, depois das palavras e das frases, em qualquer idioma. Logo ficou claro que o processo seria muito mais complexo, tanto que hoje já não se tenta abordar o reconhecimento vocal em seu conjunto. As equipes trabalham em problemas intermediários mais simples de se resolver, de acordo com o cientista Joseph Mariani, chefe do departamento de comunicação homem-máquina do LIMSI. Trabalha-se basicamente com dois tipos de abordagem: o reconhecimento da fala, que permitirá a comunicação oral com as máquinas; e o reconhecimento do emissor, por sistemas eletrônicos como o Sésamo, que identificam o indivíduo por autenticação da voz. A diferença com as décadas passadas é fundamental: não se exige mais que o sistema reconheça o maior número de palavras, e sim que faça distinção entre várias pessoas que pronunciam a mesma palavra.

A autenticação da voz sem possibilidade de erro implica em uma análise muito apurada dos sons que ela emite. Os cientistas explicam que os sons são constituídos por vibrações extremamente complexas. Depois de produzidos pelas cordas vocais, eles são filtrados e modificados por todo um conjunto de ressonadores (da faringe à boca, incluindo as cavidades nasais e mesmo o peito), cujas características determinarão finalmente o volume e o timbre da voz.

Assim, para estudar os sons formados pelo aparelho vocal, os físicos tiveram de aprender a decompô-los. Atualmente, a análise acústica do sinal sonoro é feita por um computador e traduzida sob forma de sonograma - um gráfico tridimensional que permite visualizar no tempo a evolução da amplitude e da freqüência das vibrações. Cada palavra é codificada em um sinal elétrico através de um microfone e memorizada pelo computador; disso resulta uma imagem acústica muito precisa, diferente de um indivíduo para outro. Em seguida, o computador simplesmente compara a imagem pré-gravada do emissor com a imagem obtida.

Cada indivíduo possui sua própria "assinatura vocal", estável no tempo e distinta de todas as outras, como uma impressão digital? Não há o risco de o aparelho ser enganado por um imitador? Ele não poderá barrar, por excesso de zelo, a entrada de uma pessoa autorizada? Tais perguntas não têm ainda respostas definitivas, mas sistemas como Sésamo, já podem integrar a evolução crônica da voz. Com isso ele consegue adaptar-se às modificações produzidas pela fadiga ou por uma gripe forte.

Fonte: CENDOTEC - CENTRO FRANCO BRASILEIRO DE DOCUMENTO TÉCNICA E CIENTÍFICA

A Europa e o espaço

Cientistas e engenheiros pertencentes aos 13 países membros da ESA - Agência Espacial Européia - reuniram-se recentemente em Estrasburgo no simpósio "A Europa e o espaço", para discutir como e porque os europeus vão se "instalar" no espaço durante a próxima década. Os europeus pretendem criar um sistema espacial habitado. Esse sistema será composto inicialmente de uma casa: uma estação orbital complexa chamada Columbus. Seu módulo principal, permanentemente habitado, estará ligado à estação americana. As outras três partes se movimentarão livremente no espaço. São elas: Pallas, um módulo menor apenas de visita, que efetuará automaticamente a

elaboração de produtos e substâncias que os astronautas virão recolher regularmente; uma plataforma de observação da terra; e uma plataforma de experimentação que periódicamente será trazida de volta ao solo.

Além disso, o sistema espacial europeu inclui um sistema de transporte: um mini-ônibus de 21 toneladas chamado Hermes, e um foguete gigante, o Ariane V, que terá a função de lançar tanto esse Ônibus como os elementos da estação orbital.

O simpósio de Estrasburgo pretendeu também responder a uma pergunta fundamental: qual será exatamente a utilidade e quais benefícios concretos a Europa tirará dessa infraestrutura complexa, cujo custo total deve ultrapassar em muito os 17 bilhões de dólares. É preciso determinar também qual o papel e utilidade do homem nesse sistema.

A resposta mais objetiva a tais questões diz que essa estratégia espacial só assumirá todo seu valor se integrada em uma política de desenvolvimento global da pesquisa científica e técnica, conduzida com determinação e continuidade. Em um plano estritamente técnico, a decisão de colocar o homem no espaço não é inevitável: a robotização dos equipamentos espaciais pode cumprir uma grande parte dos objetivos atualmente previstos. Apenas as operações de reparo e as pesquisas biomédicas exigem realmente a presença de astronautas.

Falando em astronautas, os europeus já estão trabalhando: alguns deles - 2 franceses, 3 alemães e 1 holandês - já receberam seu batismo espacial a bordo de naves soviéticas ou americanas, embora o primeiro elemento do Columbus só deverá ser lançado em 1996 e o Hermes em 1997.

Fonte: CENDOTEC - CENTRO FRANCO BRASILEIRO DE DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA E CIENTÍFICA

O projeto EUREKA

EUREKA é um programa europeu lançado em 1985 para o desenvolvimento tecnológico do Velho Continente. Ele incentiva os industriais de 20 países europeus a unirem-se para o desenvolvimento de tecnologias avançadas, através de auxílio financeiro individual a nível nacional e da aprovação final Eureka para o projeto conjunto. A conferência de 1987 aprovou 59 novos projetos: 21 para a Prodútica e a Robótica, 11 para a Biotecnologia, 9 para a informação e os demais para o laser, telecomunicações, transportes, energia e novos materiais.

Tal projeto foi iniciativa do presidente francês François Mitterrand e baseia-se em um princípio simples: a união de industriais europeus que estejam interessados no desenvolvimento de um mesmo projeto, seja este de comercialização imediata, como também programas de longo prazo que só irão se concretizar realmente no ano 2000.

Dos 85 projetos lançados nesses 2 anos com participação francesa, só 3 foram abandonados e um quarto está suspenso. Na última reunião - ocorrida em Madri - um relatório de atividades indica que o financiamento público não chega a 40%. Naturalmente, ele varia de um projeto para outro e de um país para outro.

A Suíça, por exemplo, não oferece subvenções aos seus industriais. Na França, a regra, definida por um comitê interministerial, é limitar o financiamento público a 35%, com um eventual auxílio suplementar. O Grupo dos Vinte se propõe a aprofundar agora a questão do acompanhamento dos projetos. É realmente importante conhecer os resultados. Como estão progredindo os projetos que foram lançados? Após um certo tempo, convém que as indústrias participantes apresentem relatórios parciais, para que os países envolvidos e também toda a comunidade EUREKA saibam como vão as coisas e possam, se preciso, reorientar um projeto cuja execução não se tenha iniciado ou quando as circunstâncias externas o exigirem.

Com os processos de acompanhamento progressivamente adotados, será possível verificar se as indústrias comprometidas com o projeto instalaram uma organização industrial estável e se a cooperação empreendida sob os auspícios do programa está se desenrolando de forma regular e satisfatória. Não se exclui a hipótese de uma suspensão do patrocínio, para punir as empresas que se afastarem de forma inconveniente dos compromissos assumidos.

Fonte: CENDOTEC - CENTRO FRANCO BRASILEIRO DE DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA E CIENTÍFICA

UM VERDADEIRO CAD "2D/3D" PARA MICROCOMPUTADOR

A empresa francesa CELI comercializa um dos softwares de maior desempenho em desenho e CAD, o D2D/D3D. Oriundo dos grandes softwares de CAD/CAM, é um dos primeiros do mundo a oferecer um modelizador volúmico de alto desempenho em microcomputador PC e sob sistema operacional MS-DOS.

O D2D/D3D é modular: D2D/CAD em duas dimensões), D3D (CAD em três dimensões, IMAPER (reprodução realista), módulo CAM (fabricação) saída para traçador, bibliotecas, etc... A programação em linguagem C garante sua portabilidade, seu alto desempenho e sua confiabilidade. Trata-se de uma ferramenta de desenvolvimento aberto, portátil com os padrões gráficos: interfaces GKS e VDI para gráficos, padrões IGES, SET, CGM, GKSM, ASCII, DXF para arquivos.

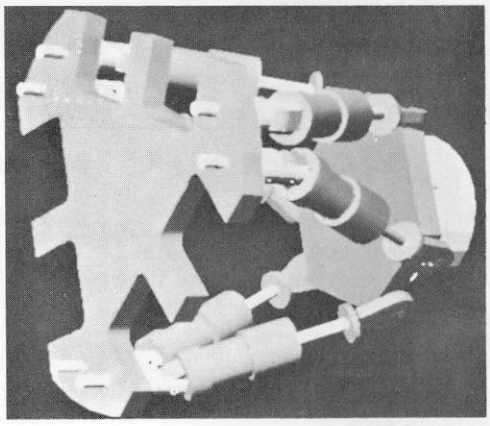
Com o D2D/D3D os usuários dispõem finalmente de um sistema CAD para microcomputador que permite a modelização volúmica de um objeto em três dimensões com a possibilidade de gerar em poucos segundos uma imagem de síntese com sombra e alisamento em altíssima resolução, tudo isto num PC!

Mais de 200 funções, multijanelamento ativo, 256 níveis de trabalho, possibilidade de agrupamento das funções em famílias lógicas e visualização permanente destas famílias, das funções correntes e principalmente do projeto em curso, são algumas das especificidades do D2D/D3D frente a seus concorrentes.

O D3D é um sobre-conjunto de D2D destinado aos projetos tridimensionais e a modelização dos volumes. Além das funções 3D filares usuais, comporta as funções de extrusão, elevação e rotação das superfícies, assim como a definição das superfícies reguladas. Os operadores booleanos de união, interseção, substração, inclusive o corte de um volume por um plano, permitem gerar os volumes complexos.

Os volumes assim projetados podem finalmente ser visualizados quer em modo filar com linhas ocultas, presentes, suprimidas, quer em pontilhadas no D2D que suporta ainda as funções de parametragem, cotação e módulo de saída para impressora.

Os usuários os mais exigentes, segundo o CEFI - Centro Francês de Informação Industrial e Econômica



considerando a evolução dos equipamentos de micromputadores e o desempenho dos cartões gráficos, encontram agora um software à altura de seus equipamentos.

O mínimo exigido para uma execução correta do D2D/D3D é um PC/AT com coprocessador matemático e cartão gráfico de alto desempenho em baixa ou alta resolução. Com efeito, o modelizador volúmico utiliza funções matemáticas muito sofisticadas que constituem a potência deste software.

A principal qualidade ainda é a facilidade de utilização: 2 dias de treinamento são suficientes para poder desenhar, projetar e modelizar a matéria em três dimensões. (CEFI)

A VERDADE

Sealed Line®

sobre as antenas da Linha Selada

Linha Selada é o conceito da tecnologia avançada de antenas para VHF, que tornou-se o padrão de eficiência e qualidade de recepção do Brasil. Temos milhões de antenas construídas sob esse conceito instaladas por todo o país.

Este tipo de antena destaca-se por sua linearidade de ganho, boa relação frente/costas, ganho ampliado na faixa alta, Coeficiente de Onda Estacionária sempre menor ou igual a 1,5:1, baixo ruído devido aos contatos de encaixe, tomada de 75 ou 300 Ohm, montagem simples e vida longa.

Mas isto todos os técnicos sabem. O que alguns, talvez, não saibam, é que somente a Amplimatic sabe o porquê destas características otimizadas. Afinal, quem criou a tecnologia e desenvolveu as antenas da Linha Selada foi a Amplimatic. Uma cópia é uma cópia, cega imitação.

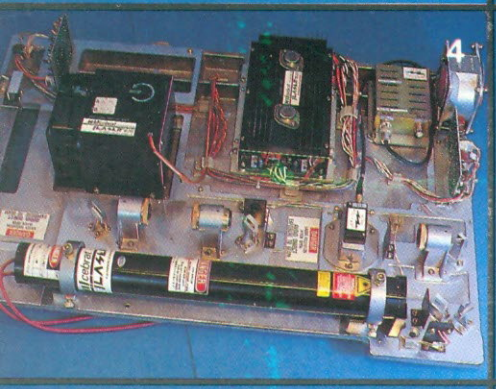
CASA DAS LETRAS

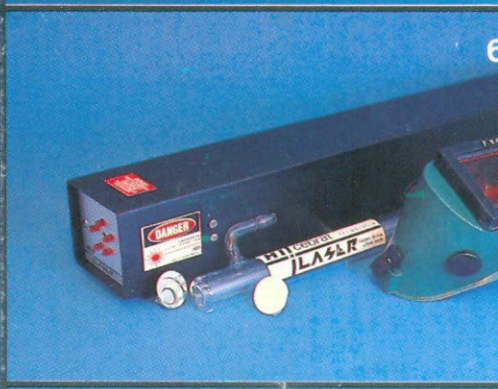
Toda antena pega. Uma Amplimatic pega melhor.

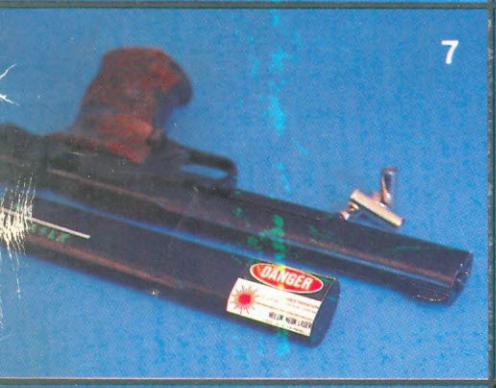
AMPLIMATIC

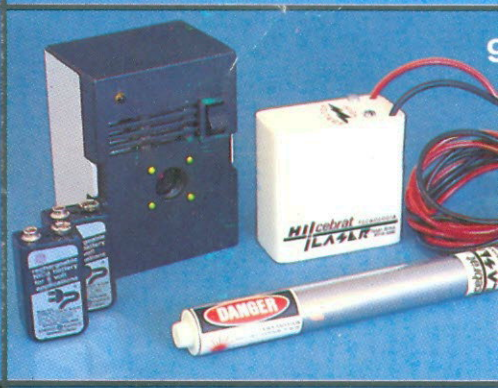
Para maiores informações sobre nossos produtos ligue para o SOA — Serviço de Orientação Amplimatic, telefone (0123) 29-3266 Ramal 199

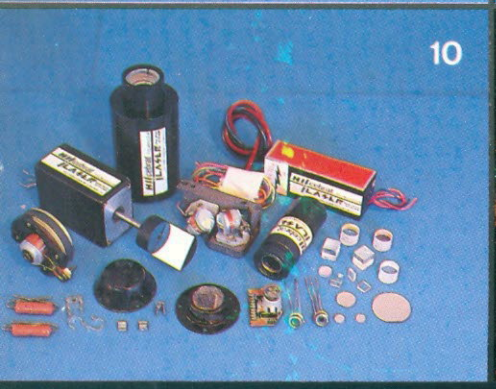
A Tecnologia da Boa Imagem

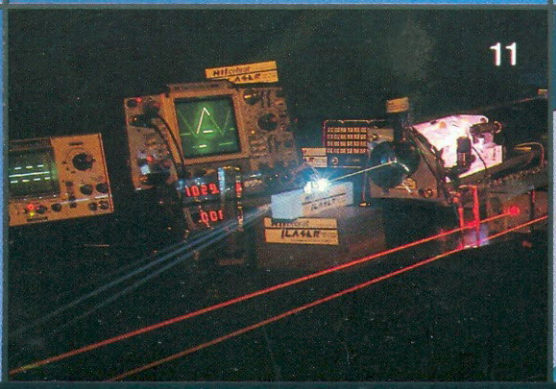


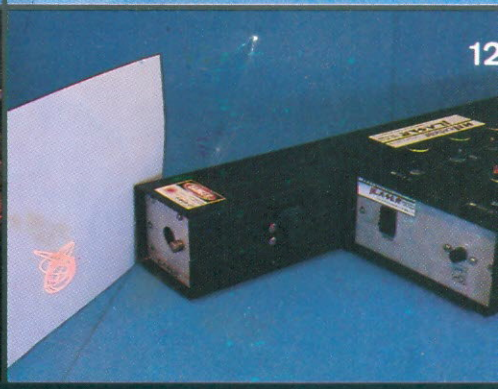












LASER - TODA A TECNOLOGIA AO SEU ALCANCE

1 - **LINHA COMERCIAL** *HE-NE - 0,5mW a 20mW - CARCAÇA EM PVC - MONTAGEM ANTI-IMPACTO - 110/220V OU BATERIA
2 - **LASER SEMICONDUTOR** *VERMELHO E INFRAVERMELHO - 3mW a 100mW CONTÍNUO - 1W a 100W PULSADO
3 - **LINHA INDUSTRIAL** *HE-NE ARGÔNIO - 0,5mW a 100mW - CARCAÇA METÁLICA COM CENTRAGEM ÓTICA
4 - **LASER SCANER** *IMPRESSORA A LASER - FACSIMILE DE ALTA DEFINIÇÃO - MODULADOR A 140 MHz - SPOT DE 50 MICRA
5 **LEITORA DE CÓDIGO DE BARRAS** *SUPERMERCADOS - LINHA DE PRODUÇÃO - DISTÂNCIA DE LEITURA - 0 a 1 METRO
6 - **LASER CO2 - 100 WATTS** *CORTE INDUSTRIAL - FURAÇÃO - MARCAÇÃO - CIRURGIA - PESQUISA
7 - **MIRA A LASER** *MICROLASER ALIMENTADO A BATERIA INTERNA RECARREGÁVEL COM TEMPORIZADOR
8 - **LASER POINTER** *LANTERNA LASER PARA APONTAR QUADROS, MAPAS, SLIDES E PONTOS DE DIFÍCIL ACESSO.
9 - **ALARME LASER** *MONO-FEIXE E MULTI-FEIXE - ATÉ 1KM DE DISTÂNCIA - FONTE SUSPENSA - BATERIAS RECARREGAVEIS.
10 - **FONTE CHAVEADA** *SERVO-ESPELHOS PARA COORDENADAS X-Y-Z - DETETORES DE 1 A 4 QUADRANTES - COLIMADORES - LENTES DE FOCO ELETRICO ETC.
11 - **LASER DE ALTA POTÊNCIA** *ARGÔNIO - KRIPTÔNIO - YAG - EXIMER - CO2 - INDUSTRIAL - MÉDICO
12 - **LASER SHOW** *EFEITOS ESPECIAIS PARA DISCOTECAS, VITRINES, EXPOSIÇÕES, FOTOGRAFIA, ETC.

- OUTRAS APLICAÇÕES CONSULTE NOSSO DEPARTAMENTO TÉCNICO, TEREMOS PRAZER EM ATENDÊ-LO.

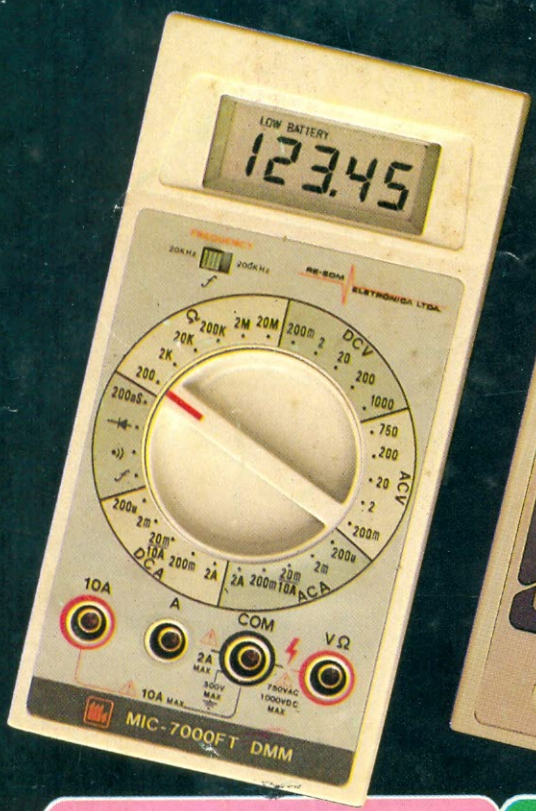
- *INDUSTRIAL*
- *DETECÇÃO*
- *ROBÓTICA*
- *CIENTÍFICOS*
- *MÉDICOS*
- *METROLOGIA*

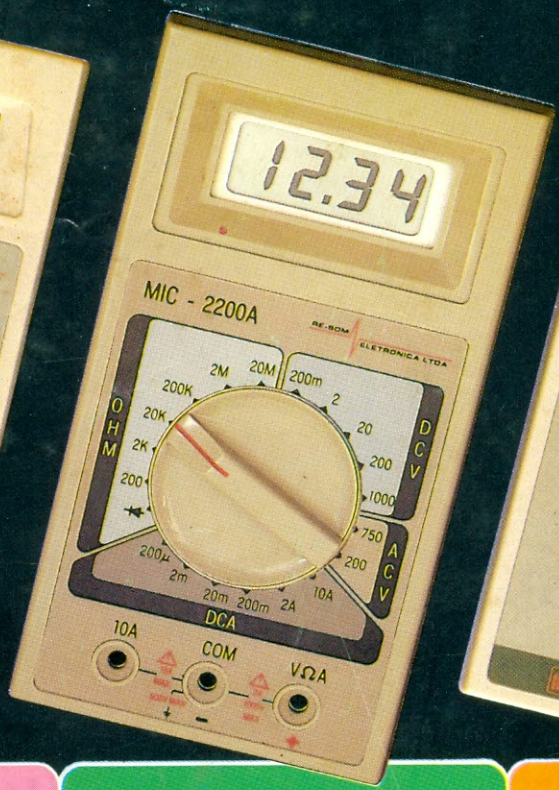
cebrat
TECNOLOGIA

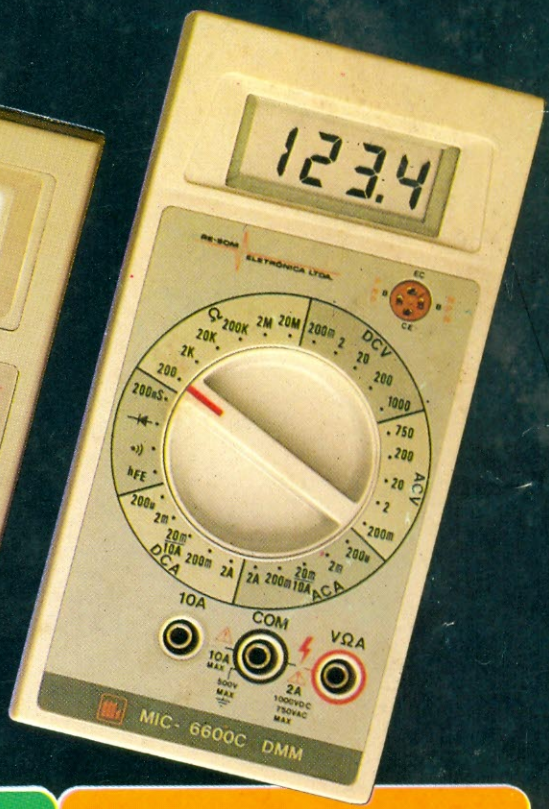
RUA TEODORO DA SILVA 985
GRAJAÚ - RIO DE JANEIRO
TEL.: (021) 258-4329
TELEX: 212 3012 XPRJ

MULTÍMETRO

DIGITAL







MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM

ELETRÔNICA LTDA.

Rua General Osório, 164 - 2º andar
CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213